

CAPACITÉS VARIABLES ET INDUCTANCES MEMS RF POUR UNE INTÉGRATION "ABOVE-IC"

THÈSE N° 3790 (2007)

PRÉSENTÉE LE 24 AVRIL 2007

À LA FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE L'INGÉNIEUR
Laboratoire d'électronique générale 2
SECTION DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET ÉLECTRONIQUE

ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE

POUR L'OBTENTION DU GRADE DE DOCTEUR ÈS SCIENCES

PAR

Alexander MEHDAOUI

DEA en physique, matière et rayonnement, Institut national des sciences appliquées de Rennes, France
et de nationalité française

acceptée sur proposition du jury:

Prof. J. R. Mosig, président du jury
Prof. M. A. Ionescu, Dr P. Ancey, directeurs de thèse
Dr M. Aid, rapporteur
R.-Y. Fillit, rapporteur
Prof. H. Shea, rapporteur



ÉCOLE POLYTECHNIQUE
FÉDÉRALE DE LAUSANNE

Lausanne, EPFL
2007

Résumé

Ce travail a été réalisé en collaboration entre l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne et un partenaire industriel STMicroelectronics.

Les composants passifs MEMS RF sont des éléments importants du 'front end' RF dans les architectures modernes de transmetteurs et récepteurs. Leurs avantages sont de grandes performances aux fréquences du GHz, de faibles puissances de consommation et ils permettent une miniaturisation des circuits et systèmes. Dans ce contexte, le travail proposé consiste à développer des composants capacités variables MEMS RF pour une intégration 'Above-IC', et la co-intégration avec d'autres composants passifs MEMS.

La possibilité de co-intégrer les fonctions L et C sur le même design permet d'utiliser cette technologie dans un grand nombre d'application, qui inclut des VCO, des filtres variables.

Ce projet présente le design, la simulation et la fabrication des capacités variables à électrodes fragmentées (AlSi) qui se déplacent latéralement à l'aide d'actionneurs électrothermique et électrostatique. Tous les composants passifs MEMS sont réalisés à de faibles températures (compatible 'Above-IC'), en utilisant, une couche sacrificielle polyimide, 4 μm d'AlSi comme couche structurelle et du cuivre épais. Le cuivre est utilisé à la fois pour le design et la fabrication des inductances à fort facteur de qualité et pour définir les actionneurs électrostatiques pour les capacités variables MEMS. Pour augmenter la variation de capacité, nous nous sommes concentré sur la variation de surface.

D'abord, les actionneurs électrothermiques ont été fabriqués pour déplacer les électrodes suspendues de la capacité, tels que les actionneurs rotationnel et latéral.

Nous avons obtenus des variations de capacité de 70% et 25% à 2GHz dans les cas des actionneurs rotationnel et latéral, respectivement.

Ces solutions évitent l'effet 'pull-in' mais la variation de la capacité reste inférieure à 100% et la consommation en puissance est forte. Nous avons alors choisi de développer une autre capacité variable à électrodes fragmentées et par actionnement latéral électrostatique. Cependant, le procédé de fabrication associé à ce nouveau prototype semble être difficile et finalement il n'a pas été possible de montrer le principe de fonctionnement.

Un facteur de qualité des inductances AlSi supérieur à 10 à 2GHz a été mesuré. Des circuits LC ont été réalisés et caractérisés, avec une variation de fréquence de 25% à 2GHz.

Les inductances en cuivre ont été fabriquées avec succès et mesurées ($L = 2.5 \text{ nH}$, $Q = 15$ à 2GHz).

Enfin, dans le même procédé, nous avons fabriqué et caractérisé des filtres passes-bandes WLAN et DCS pour un démonstrateur reconfigurable 'front end'. Ces composants ont été fabriqués avec du cuivre épais 10 μm .

Mots clés : Capacités variables MEMS, Actionneur électrothermique, Actionneur électrostatique, Inductances MEMS, Intégration 'Above IC', Couche sacrificielle polyimide, Couche structurelle AlSi, Dispositifs MEMS, Circuits LC, Filtres passes-bandes WLAN et DCS.

Abstract

This work was carried out in a collaborative framework between Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne and an industrial partner ST Microelectronics.

RF MEMS passives are key devices for the RF front-end in modern transceiver and receiver architectures, offering significant gains in compactness, performance at GHz frequency and low power consumption. In this context, our work deals with the development of RF MEMS tunable capacitors for above-IC integration, and the co-integration with high-Q MEMS inductors. The possibility to co-integrate L and C functions in the same platform enables the use of this technology in a number of applications such as VCOs and tunable filters.

This work addresses the design, simulation and fabrication of tunable capacitors with fragmented metal (AlSi) that are laterally driven by electrothermal and electrostatic actuators. All of MEMS passives components are made with a low-temperature process (above-IC compatible) using polyimide as sacrificial layer, 4 μm AlSi as metal layer and copper. The copper layer is used for a double purpose: (i) to design and fabricate vertically integrated high Q inductors and (ii) to define lateral electrostatic actuators for the MEMS capacitors. To increase the tuning range of MEMS capacitors, we investigate solutions by varying the effective area.

First, electro-thermal actuators have been demonstrated for driving suspended electrodes of tunable capacitors such as rotational and lateral actuator. We demonstrated a tuning range of 70% and 25% at 2GHz in case of MEMS capacitors with rotational and lateral actuators, respectively. These solutions evade the pull-in effect but the tuning range is less than 100% and the power consumption is high. For the purpose of power reduction, we develop tunable capacitors with fragmented electrodes that are laterally driven by electrostatic actuator: however, the fabrication process associated with these architectures appears to be very difficult and, finally, it was not possible to show full functional devices. It is worth noting that the design of MEMS capacitors has been supported by electromechanical ANSYS simulations and modeling of the fringing effects, for an optimal device design.

In the AlSi layer, we also demonstrate inductors with quality factor in excess of 10 at 2GHz. Basic LC blocks are realized and characterized with a tunable frequency of 25% at 2GHz. Another particular realization are the vertically integrated, thick copper inductors, which have been successfully fabricated and measured ($L = 2.5 \text{ nH}$, $Q = 15$ at 2GHz).

Finally, in the same process, we fabricated and characterized WLAN and DCS bandpass filters for a demonstrator dealing with a reconfigurable radio front-end. These components are fabricated with thick copper of 10 μm

Keywords : MEMS tunable capacitors, Electrothermal actuator, Electrostatic actuator, MEMS inductors, Above-IC integration, Polyimide sacrificial layer, AlSi structural layer, LC tank, WLAN and DCS bandpass filter.

Table des matières

Résumé.....	i
Abstract.....	iii
Introduction générale	1
Contexte général de l'étude	1
Sujet.....	2
Organisation du manuscrit.....	3
Références Bibliographiques	4
Chapitre 1 Etat de l'Art des capacités variables MEMS	5
Introduction	7
1.1 Paramètres importants des capacités variables MEMS	7
1.2 Capacités variables à variation de d'entrefer.....	12
1.2.1 Actionnement électrostatique	12
1.2.2 Actionnement électro-thermique	20
1.2.3 Actionnement piézoélectrique	21
1.3 Capacités variables 'Zipping'	22
1.4 Capacités variables à variation de surface	25
1.4.1 Actionnement électrostatique	25
1.4.2 Actionnement électro-thermique	28
1.5 Capacités variables à variation de permittivité.....	30
1.5.1 Diélectrique en mouvement.....	30
1.5.2 Matériaux ferroélectriques.....	31
1.6 Tableau récapitulatif.....	33
1.7 Applications des capacités variables RF MEMS.....	36
1.7.1 VCO	36
1.7.2 Filtres accordables	38
1.7.3 Déphaseur	39

1.8 Capacités variables semi-conducteur.....	40
1.8.1 Varactor à jonction PN	40
1.8.2 Varactor MOS.....	41
Conclusion	43
Références Bibliographiques.....	44
Chapitre 2 Capacités variables MEMS à actionnements Electro-thermique et Electrostatique : Principe, Modélisation et Simulation.....	49
Introduction.....	51
2.1 Actionnement Electro-thermique	51
2.1.1 Présentation et Principe	51
2.1.2 Mécanismes physiques	54
2.1.3 Modélisation de l'actionneur électro-thermique.....	57
2.1.3.1 Modélisation analytique	57
2.1.3.2 Modélisation par éléments finis ANSYS.....	61
2.2 Actionnement électrostatique	62
2.2.1 Présentation et Principe	62
2.2.2 Design mécanique des bras d'ancrages	63
2.2.3 Modélisation de l'actionneur électrostatique.....	65
2.2.3.1 Modélisation analytique	65
2.2.3.2 Modélisation par éléments finis ANSYS.....	67
2.3 Simulation 3D des capacités variables MEMS: Influence des effets de bords	70
2.3.1 Cas des électrodes fragmentées en forme rectangulaire.....	70
2.3.1.1 Cas de l'actionnement électro-thermique	70
2.3.1.2 Cas de l'actionnement électrostatique	73
2.3.2 Cas des électrodes fragmentées en forme semi-circulaire (Actionnement électro-thermique rotation)	74
2.3.3 Modélisation des effets de bords par les transformations de Schwartz-Christoffel	79
Conclusion	83
Références Bibliographiques.....	82

Chapitre 3 Mise en œuvre du procédé technologique pour la fabrication des composants passifs MEMS.....	85
Introduction	87
3.1 Choix technologiques	87
3.1.1 Etude du matériau pour la couche structurale	88
3.1.1.1 Rugosité, état de surface	88
3.1.1.2 Mesure du module d'Young.....	89
3.1.1.3 Origines et mesures des contraintes.....	90
3.1.2 Etude de la couche sacrificielle	98
3.1.3 Etude de la couverture de marche et de l'adhésion AlSi 4%/Ta/Cuivre	100
3.1.4 Test de libération des structures	101
3.2 Dessin des masques	103
3.3 Procédé de fabrication	105
3.3.1 Préparation des wafers.....	105
3.3.2 Définition de l'électrode inférieure	106
3.3.3 Définition de l'électrode supérieure	107
3.3.4 Définition des électrodes en cuivre	110
3.3.5 Libération des structures.....	115
Conclusion	116
Références Bibliographiques.....	117
Chapitre 4 Caractérisations et Résultats.....	119
Introduction	121
4.1 Premier RUN technologique : Validation	121
4.1.1 Actionnement électro-thermique rotation.....	123
4.1.1.1 Validation du principe et mesures DC.....	123
4.1.1.2 Mesures RF de la capacité	124
4.1.1.3 Mesures des déplacements verticaux au profilomètre optique.....	128
4.1.2 Actionnement électro-thermique latéral	129
4.1.2.1 Validation du principe et mesures DC.....	129

4.1.2.2 Mesures RF	130
4.1.2.3 Mesures des déplacements verticaux au profilomètre optique	131
4.1.3 Influence de la puissance du signal RF	132
4.1.4 Inductances RF et co-intégration L et C	134
4.1.5. Actionnement électrostatique et inductance cuivre	137
4.1.5.1 Mesures RF	137
4.1.5.2 Analyse des problèmes technologiques	139
4.2 Deuxième RUN technologique : Validation	142
4.2.1 Capacités variables MEMS à actionnements électro-thermiques	143
4.2.1.1 Mesures DC et RF	143
4.2.1.2 Caractérisations dynamiques des profils par microscopie DHM	147
4.2.1.3 Mesures de la température et de la constante de temps des actionneurs ..	152
4.2.2 Inductance AlSi RF et co-intégration L et C	154
4.2.3 Actionnement électrostatique et inductance cuivre	157
4.3 Filtres accordables DCS et WLAN	158
4.3.1 Spécifications	158
4.3.2 Design	159
4.3.3 Fabrications et mesures RF	159
Conclusion	162
Références Bibliographiques	163
Conclusion générale et perspectives	165
Bilan	165
Perspectives	166
Remerciements	167
Curriculum Vitae	169
Publications	171

• Contexte général de l'étude

Les microsystèmes se définissent comme des systèmes miniaturisés incorporant des capteurs, des actionneurs et des dispositifs de traitement de l'information. Leurs dimensions sont comprises entre quelques micromètres et quelques millimètres. Ce terme est surtout employé en Europe, alors que les américains utilisent l'acronyme MEMS (Micro Electro Mechanical Systems).

On peut donner quelques exemples de MEMS :

- Des pièces mécaniques usinées dans du silicium, avec une très grande précision, comme les têtes d'impression des cartouches d'imprimantes jet d'encre.
- Des capteurs : une structure mécanique se déforme sous l'effet d'un changement dans l'environnement extérieure, comme les capteurs d'air bag (accéléromètre)
- Des composants micro électromécaniques : des objets capables de se déformer mécaniquement sous l'effet d'une tension, comme les micro commutateurs Radio Fréquence.

Tous ces objets ont en commun d'être fabriqués suivant des procédés dérivés de la microélectronique.

On attribue souvent la découverte de ce domaine de recherche au physicien et prix Nobel de physique (1965) Richard Feynmann, qui déclara lors d'une conférence en 1959 « There's a Plenty of Room at the Bottom ». Cette phrase avait pour but d'attirer l'attention sur l'intérêt de la miniaturisation non pas en terme de taille ou de volume, mais sur le fait que la miniaturisation d'un système rend possible la multiplication des fonctions réalisées par celui-ci. De plus, on peut dire, que la première notion de MEMS est donc apparue en 1967, avec l'invention du micro-usinage de surface. En effet, Nathanson et al. ont développé et fabriqué le transistor MOS à grille résonante [1]. Les années 90 ont vues arriver les premiers composants MEMS industriels. En effet, les premiers miroirs électrostatiques ont été développés par Texas Instruments pour créer les vidéo projecteurs ; et les premiers accéléromètres ont été fabriqués par Analog Device pour leur utilisation dans les airbags.

Les composants MEMS sont très intéressants pour les circuits Radio Fréquence (RF), particulièrement pour les réseaux de communication sans fil, pour leurs avantages en terme :

- De miniaturisation des circuits et systèmes (aboutissant à un faible coût)
- D'intégration, motivé par les mêmes techniques que celles des circuits intégrés
- D'économie de puissance (circuits fonctionnant à de faibles puissances)
- De grandes performances (fort coefficient de qualité Q pour les composants passifs)
- De nouvelles fonctions, notamment l'utilisation de composants capacités variables ou inductances variables MEMS dans des filtres variables.

Les téléphones portables utiliseront des fonctions multiples (utilisation comme un téléphone mobile bi ou tribandes, et/ou comme un terminal de réseau local (LAN) et/ou comme un terminal de réseau informatique) et offriront un accès à différents prestataires de services émettant dans différentes bandes RF/micro-onde. Les différentes fréquences associées à ces prestations nécessiteront l'utilisation de fonctions internes large bande au niveau des antennes de réception. La figure ci-dessous nous montre le schéma de principe d'une ligne de transmission. Toutes les zones en vert

sont les composants passifs semi conducteur qui sont susceptibles d'être remplacés par les composants passifs MEMS.

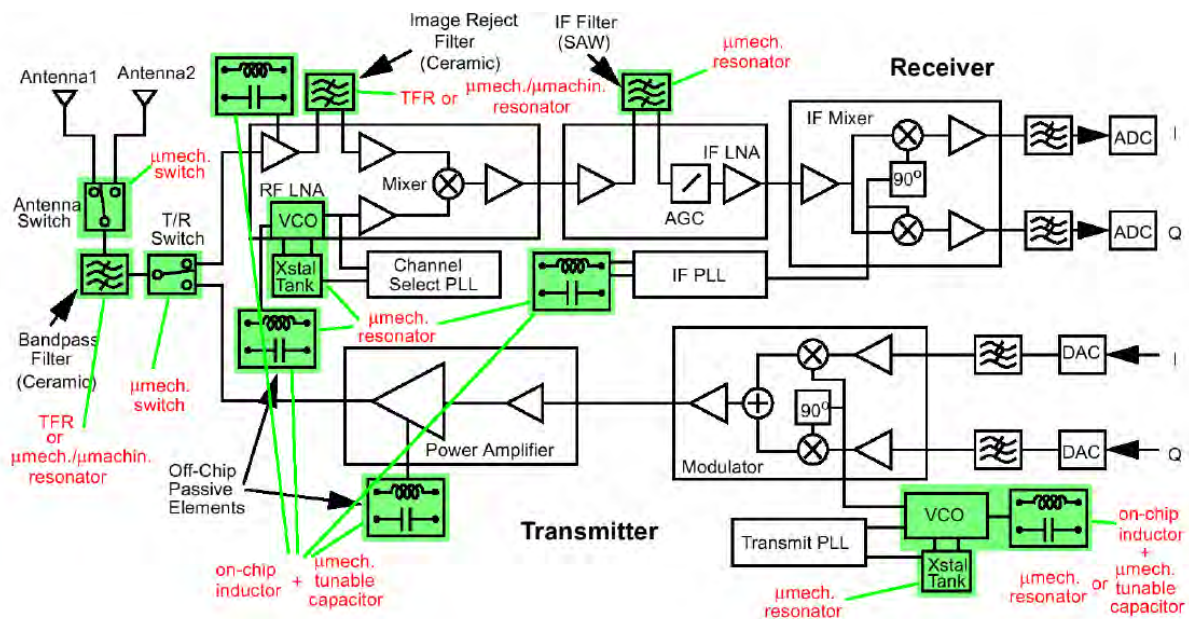


Figure 1. Schéma de principe détaillant le design 'front end' d'un transmetteur typique sans fil [2]

La tendance actuelle est de travailler sur des signaux large-bande en compactant au maximum les fonctions nécessaires à leur traitement. C'est pourquoi, certains circuits sont réalisés à partir de composants variables, tels que les filtres accordables, les déphaseurs, les oscillateurs de contrôle... Dans ces différents cas, la variation est assurée par des capacités variables MEMS (Figure 1).

• Sujet

Dans ce contexte, le travail de thèse consistait à développer des composants passifs MEMS, tels que les capacités variables, les inductances, les filtres LC accordables, pour une intégration 'Above IC' (au-dessus des niveaux d'interconnexions). Cette approche est la plus attractive du point de vue des circuits RF.

Le sujet a été proposé par l'EPFL en collaboration avec STMicroelectronics (Crolles, France) dans le cadre d'une convention CIFRE. Les développements d'un procédé de fabrication et d'architectures innovants sont nécessaires pour atteindre l'objectif fixé ci-dessus. Par conséquent, toutes les étapes de fabrication ont été réalisées dans la salle blanche du CMI (Centre de Micro et Nanotechnologie).

La conception, la fabrication et les mesures des composants passifs MEMS capacités variables et inductances ont fait l'objet d'une participation à un projet européen MIMOSA

(Microsystems platform for MOBILE Services and Applications, IST- 2002-507045) entre différents partenaires industriels et universitaires, comme STMicroelectronics, CEA-LETI, EPFL, CSEM, Fraunhofer, LAAS, VTT, AMIC.

De plus, la fabrication et les mesures des filtres accordables DCS et WLAN ont fait l'objet d'une participation à un autre projet européen (réseau d'excellence) AMICOM (European Network of Excellence on RF MEMS and RF Microsystems, FP6-2002-IST-1) entre l'IMEC, l'IMT, l'EPFL, CNRS-IRCOM, METU...

- **Organisation du manuscrit**

Le chapitre 1 présente l'état de l'art des capacités variables MEMS : leurs performances, une comparaison avec les composants varicaps semi-conducteurs (jonction PN et MOS), les différentes applications visées par ces composants passifs MEMS.

Ensuite, le chapitre 2 présente le type de structure capacité variable sélectionnée, en particulier la variation de la capacité par la surface et les différents actionnements choisis : actionnements électro-thermique et électrostatique. Les différents mécanismes physiques mis en jeu lors de l'actionnement seront détaillés. Des études analytiques et par éléments finis ANSYS seront présentées afin de mieux comprendre le fonctionnement de ces composants. De plus, les premiers design d'inductances seront présentés. Enfin, le logiciel ANSYS sera aussi utilisé pour améliorer les performances RF de la capacité variable MEMS, notamment la variation de capacité. En effet, cette limitation est due principalement aux effets de bords et donc un modèle analytique, basé sur les transformations de Schwartz-Christoffel, prenant en compte ces effets, sera présenté.

Le chapitre 3 présente la technologie et les développements de cette dernière dans le but d'une intégration 'Above-IC'. En effet, des études (choix du matériau, épaisseur, contraintes, module de Young) sur les couches structurelles et sacrificielles seront présentées. Plusieurs tests technologiques ont fait l'objet de la thèse, notamment la couverture de marche lors de la gravure des ancrages dans la couches sacrificielles, l'adhésion entre la couche structurelle et le cuivre, matériau utilisé pour la fabrication des inductances et celle des électrodes d'actionnement électrostatique.

Enfin, le chapitre 4 présente les résultats technologiques et les validations des différents composants passifs MEMS. Nous détaillerons les méthodes de mesures RF et présenterons enfin les performances RF des capacités variables, inductances et des filtres accordables.

Références Bibliographiques

- [1] H.C. Nathanson et al., 'The resonant gate transistor', IEEE Trans. Electron Devices, vol. 14, no 3, p. 117-133, 1967.
- [2] C.T.-C., 'Micromechanical components for miniaturized low power communications', IEE MTT-S International Microwave Symposium RF MEMS Workshop', 1999, p. 48-77.

Chapitre 1

Etat de l'Art des Capacités Variables MEMS

Introduction

Le composant passif capacité variable contrôle les paramètres électriques, comme par exemple le contrôle de la fréquence, pour plusieurs types d'applications. Les oscillateurs (VCO) utilisés dans les systèmes de communication sans fil, nécessitent un fort facteur de qualité, de faibles bruits de phases ainsi qu'une large variation de fréquence. La capacité variable est un élément clé dans ces systèmes.

Comparées aux varactors semi-conducteur, les composants capacités variables MEMS ont des fortes potentialités en terme de variation de la capacité, d'une bonne linéarité, de faibles pertes et d'une meilleure tenue en puissance [1,2].

Avant tout travail, il est donc intéressant de rechercher et d'analyser les composants capacités variables MEMS développés par d'autres instituts de recherches ou industries. Nous pourrons ainsi avoir une idée des avantages et des inconvénients de ces composants MEMS.

Nous allons présenter dans ce chapitre un bref aperçu des paramètres basics importants des capacités variables, ensuite détailler l'état de l'art de ces composants. Différents types de variations de la capacité ainsi que les différents moyens d'actionner ces composants seront détaillés. Nous comparerons ensuite ces composants MEMS à d'autres solutions, telles que les varactors semi-conducteur. Enfin, des applications possibles pour ces composants MEMS seront présentées : les VCO, les filtres accordables ainsi que les déphaseurs.

1. Paramètres importants des capacités variables MEMS

Nous allons présenter les paramètres importants qui définissent une capacité variable MEMS. On choisit une structure simple, constituée de deux électrodes parallèles (Figure 1) pour présenter ces paramètres.

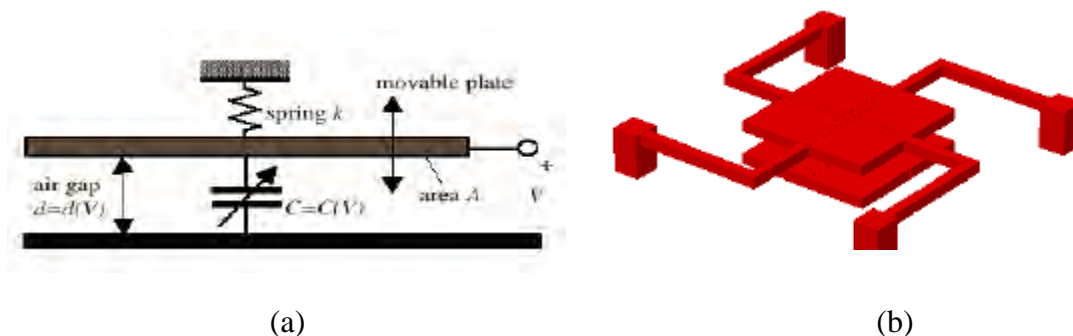


Figure 1. Modèle schématique d'une capacité variable MEMS à électrodes parallèles, basée sur un actionnement électrostatique : (a) Vue en coupe, (b) Vue 3D [1].

- Capacité nominale

La figure 1 [1] montre un modèle de capacité variable MEMS. Ce modèle est constitué de deux électrodes parallèles ; une électrode fixe au substrat et une autre suspendue et mobile verticalement. La surface des électrodes est notée A , le gap initial est noté d et x est le déplacement vertical. En appliquant une tension DC entre les deux électrodes, l'espace entre les deux électrodes devient $d-x$.

En négligeant les capacités de ‘fringing’ liées aux effets de bords ou capacités parasites, la capacité C_0 entre les deux électrodes est donnée par :

$$C_0 = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 A}{d} \quad (1)$$

avec ε_0 la permittivité du vide, A la surface de la capacité, ε_r la permittivité relative du diélectrique qui sépare les électrodes et d le gap entre les deux électrodes. Cette formule est reconnue comme valable pour des électrodes finies lorsque le gap d est très inférieure à la surface A . En prenant en compte les effets de bords, l’équation (1) devient lorsque la longueur l est très grande devant sa largeur L [3] :

Pour $L/2 > d$,

$$C = C_0 \left[1 + \frac{2.d}{\pi.L} \ln\left(\frac{\pi.L}{d}\right) + \frac{2.d}{\pi.L} \ln\left(1 + \frac{2.e}{d} + 2\sqrt{\frac{e}{d} + \frac{e^2}{d^2}}\right) \right] \quad (2)$$

La relation (2) prend en compte l’épaisseur e des électrodes.

Pour $L/2 < d$,

$$C = C_0 \left[\frac{\pi.d}{L \ln\left(2 + \frac{2.d}{L}\right)} \right] \quad (3)$$

Afin d’avoir un effet réel dans le système 50Ω , la réactance de la capacité devrait être comprise dans la gamme $-j200 < X < -j15 \Omega$ [4]. Le tableau 1 indique les valeurs de capacités correspondantes en pF.

Fréquence	Capacité (pF)
500 MHz	$1.6 < C < 21$ pF
2 GHz	$0.4 < C < 5.3$ pF
10 GHz	$0.08 < C < 1$ pF
30 GHz	$0.026 < C < 0.35$ pF

Table 1. Valeurs de capacités utilisées dans le système 50Ω

En effet, pour des applications hautes fréquences, quelques GHz, des valeurs de capacités de l’ordre du picofarade sont souhaitées.

- Tuning range

Le « tuning range » ou variation de la capacité est un facteur important des capacités variables MEMS. Nous le définissons comme :

$$TR = \frac{C_{Max} - C_{Min}}{C_{Min}} \quad (4)$$

Il dépend principalement du moyen de variation de la capacité : variations de gap, de surface ou diélectrique et aussi du système d'actionnement : électrostatique, thermique ou encore piézoélectrique.

- Facteur de qualité

Le facteur de qualité Q d'un composant est un paramètre important. En effet, il détermine les pertes d'un filtre variable ou encore le bruit d'un VCO, utilisant une capacité variable. Il définit le rapport entre l'énergie emmagasinée par le composant sur l'énergie perdue par ce dernier :

$$Q = \frac{\text{Energie Totale par cycle}}{\text{Energie Perdue par cycle}} \quad (5)$$

Ce paramètre dépendant de la résistance série R_s va donc définir les performances électriques de la capacité variable MEMS. Dans le cas d'une capacité variable, l'équation (5) devient [5] :

$$\text{Circuit série : } Q = \frac{X}{R_s} \quad (6)$$

$$\text{Circuit parallèle : } Q = \frac{R_p}{X} \quad (7)$$

X est la réactance de la capacité à la résonance (Ω), R_s est la résistance série (Ω) et R_p la résistance parallèle (Ω).

La capacité peut se modéliser sous forme de circuit RLC série ou parallèle comme le montre la figure 2.

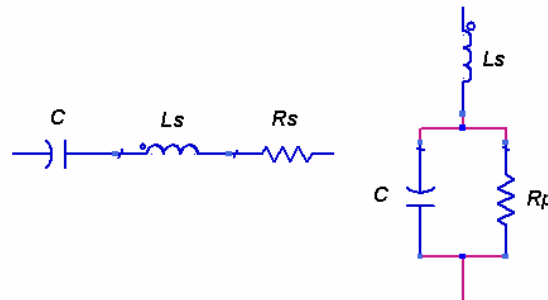


Figure 2. Circuits équivalents : série et parallèle.

L’expression du facteur de qualité devient dans les 2 cas :

$$\text{Circuit série : } Q = \frac{1}{\omega C R_s} = \frac{\omega L}{R_s} \quad (8)$$

$$\text{Circuit parallèle : } Q = \omega C R_p = \frac{R_p}{\omega L} \quad (9)$$

Pour obtenir un fort facteur de qualité, il est nécessaire de réduire au maximum les résistances séries et donc utiliser des bons matériaux conducteurs. Par contre, ces matériaux présentent souvent de mauvaises propriétés mécaniques. Nous pouvons remarquer dans l’état de l’art des capacités variables, des composants fabriquées avec une couche de métal conducteur, l’aluminium par exemple, et une couche de silicium ou nitrure. Plus l’épaisseur du métal sera grand et la longueur des lignes de connexions courtes et plus le facteur de qualité sera élevé.

- Fréquence de self résonance électrique FSR

Une capacité est toujours associée à une inductance. Cela engendre le phénomène de self-résonance. Nous allons mettre en évidence ce phénomène en traçant l’impédance de la capacité en fonction de la fréquence. On exprime d’abord les expressions de l’impédance dans les 2 cas :

$$\text{Circuit série : } Z = R_s + j(\omega L_s - \frac{1}{\omega C}) \quad (10)$$

$$\text{Circuit parallèle : } Z = \frac{1}{\omega^2 C^2 R_p} + j(\omega L_s - \frac{1}{\omega C}) \quad (11)$$

La fréquence de self-résonance est définie par :

$$f_s = \frac{1}{(2\pi\sqrt{L_s C})} \quad (12)$$

Le module de l’impédance, correspondant au schéma équivalent de la figure 2, est représenté figure 3. L’importance de l’inductance propre des connexions augmente avec la fréquence jusqu’à ce qu’elle entre en résonance avec la capacité. Au-delà de la fréquence de self-résonance FSR, la capacité se comporte comme une inductance (Fig. 3).

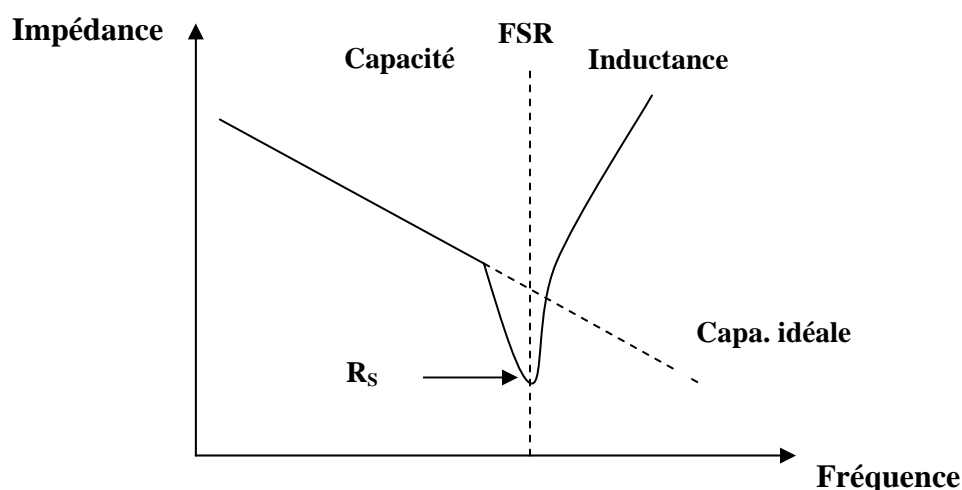


Figure 3. Module de l'impédance de la capacité en fonction de la fréquence.

De plus, la fréquence de résonance de la capacité détermine la gamme de fréquence dans laquelle la capacité peut être utilisée d'une manière effective. Il est donc intéressant d'obtenir cette fréquence la plus élevée possible. Par conséquent, nous devons minimiser l'inductance, en étudiant tout particulièrement les lignes d'accès qui génèrent en effet, ces fortes valeurs d'inductances. En général, la plage d'utilisation en fréquence de notre composant est la moitié de la fréquence de self-résonance.

- La linéarité

La non-linéarité des composants passifs est une donnée importante et exigeante pour les applications Radio-Fréquence. Nous souhaitons obtenir, en effet, une valeur de la capacité linéaire en fonction de la fréquence et linéaire en fonction de la tension d'actionnement. Pour donner une idée de la linéarité, il est bon de connaître le point d'intersection du troisième ordre IP3. Ce point est déterminé à partir des mesures des distorsions harmoniques. La puissance d'entrée correspondant à l'intersection entre les harmoniques fondamentale et du troisième ordre est appelée IP3 (Figure 4a). Dans les distorsions harmoniques, un signal d'entrée sinusoïdal de fréquence fondamentale f_0 engendre dans le cas de composants non-linéaires des harmoniques au signal de sortie (Figure 4b) [6].

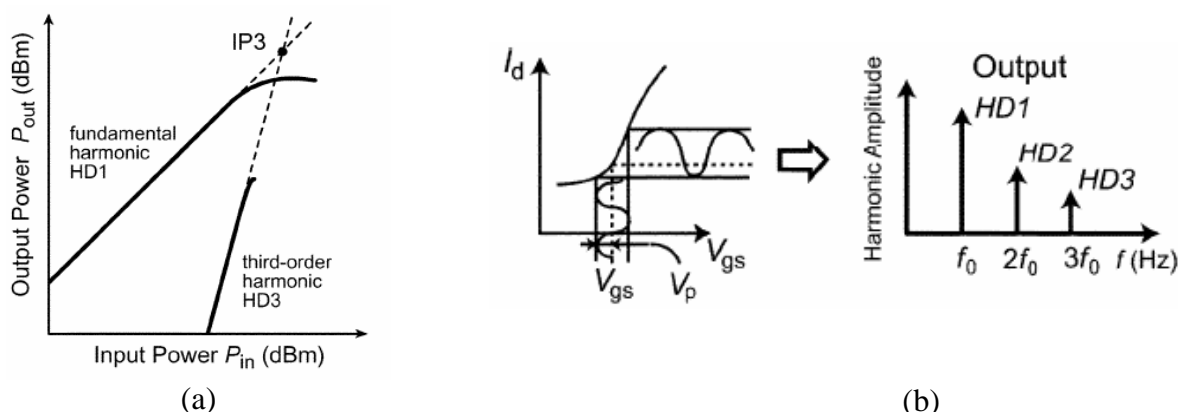


Figure 4. (a) Schéma de la méthode d'extraction du point IP3, (b) Principe de la distorsion harmonique [6].

Une capacité variable MEMS très performante est caractérisée par un tuning range, un facteur de qualité, une fréquence self-résonance et un point IP3 les plus élevés possible.

Nous avons vu dans l'expression (1), que la capacité a 3 paramètres physiques qui peuvent varier et donc permettre la variation de la capacité : d , A et ϵ . Nous allons donc présenter l'état de l'art des capacités MEMS dans ces 3 cas.

2. Capacités variables à variation d'entrefer

2.1 Actionnement électrostatique

Young et Boser ont été les premiers à développer des capacités variables MEMS à 2 électrodes parallèles en 1996 [7]. Ils ont aussi démontré l'utilisation de ces capacités variables dans des oscillateurs types VCO (Voltage Controlled Oscillator) [8].

La capacité est constituée d'une électrode en aluminium de $1\ \mu\text{m}$ suspendue de $1.5\ \mu\text{m}$ par 4 bras d'ancrages et mobile au dessus d'une électrode en aluminium fixe de $1\ \mu\text{m}$ (Fig. 5). Les dimensions des électrodes sont de $200\ \mu\text{m} \times 200\ \mu\text{m}$, ce qui engendrent une capacité nominale de $200\ \text{fF}$. Les 4 bras d'ancrages ont respectivement une longueur et une largeur de $100\ \mu\text{m}$ et $20\ \mu\text{m}$, ce qui engendrent une constante de raideur de $3.8\ \text{N/m}$ et une fréquence de résonance de $35\ \text{kHz}$.

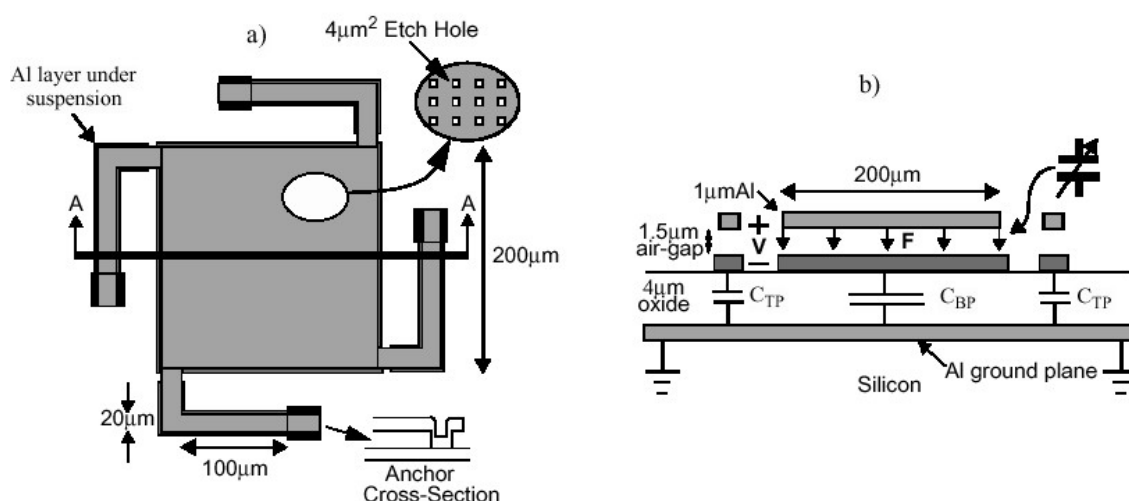


Figure 5. (a) Vue de dessus, (b) Vue en coupe de la capacité variable MEMS à électrodes parallèles aluminium [7].

Des trous de dimensions $2\ \mu\text{m} \times 2\ \mu\text{m}$ sont gravés sur l'électrode supérieure dans le but de réduire l'effet du 'damping' et améliorer la gravure sèche de la couche sacrificielle. Cette couche est une résine photosensible et elle est retirée par gravure sèche plasma. La température de procédé est inférieure à $200\ ^\circ\text{C}$, ce qui est tout à fait compatible avec le procédé CMOS IC. Pour démontrer le concept, 4 capacités variables ont été placées en parallèles

(Fig. 6). La capacité nominale dans ce cas est de $2.11\ \text{pF}$ et peut varier jusqu'à $2.46\ \text{pF}$ à $5.5\ \text{V}$. Par conséquent la variation de capacité est évaluée à 16% et est limitée par les capacités parasites liées au substrat. Le facteur de qualité à $1\ \text{GHz}$ est de 62 et les résistances séries sont de $1.2\ \Omega$.

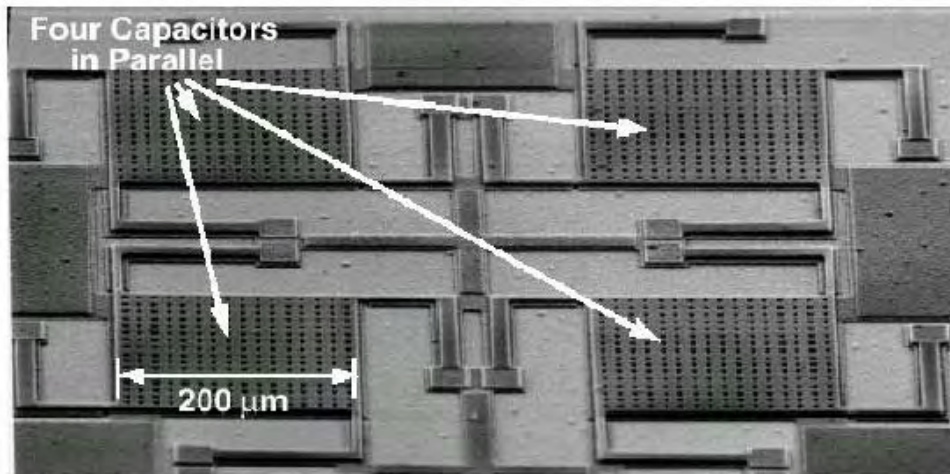


Figure 6. Système à 4 capacités variables MEMS à 2 électrodes parallèles [7].

Dec et Suyama ont développé une capacité variable MEMS à 2 et 3 électrodes parallèles en vue d’une utilisation dans un VCO [9]. Ce principe devrait permettre d’augmenter la variation de capacité par rapport à celle des structures de Young et Boser.

Les 2 types de design ont été réalisés dans le procédé standard en polysilicium MUMPS. Ce procédé nécessite 3 couches de polysilicium (poly0, Poly1 et Poly2) et une couche d’or située sur l’électrode supérieure. La couche sacrificielle est en SiO_2 et la gravure de cette dernière est réalisée par le procédé appelé ‘Supercritical carbon dioxide dryer’.

Dans le cas des 2 électrodes parallèles, l’électrode mobile est fabriquée en utilisant les couches Poly2/Or avec des épaisseurs 1.5/0.5 μm . Le gap est de 0.75 μm et les dimensions des électrodes sont de 230 x 230 μm^2 , ce qui engendre une capacité nominale de 0.6 pF. La constante de raideur des 4 bras courbés est de 39 N/m. La tension d’actionnement est de 5.5 V et la fréquence de résonance mécanique est de 35 kHz. La capacité varie de 1.4 pF à 1.9 pF, correspondant à des tensions d’actionnements respectives de 4 et 5 V. La différence de la capacité nominale entre la théorie et la mesure vient des contraintes résiduelles et de la flèche de la membrane, ainsi que les capacités parasites liées aux blocs d’ancrages. Le facteur de qualité est de 23 à 1 GHz et 14 à 2 GHz (Fig. 7).

Pour augmenter la variation de capacité, limitée à 50% dans le cas des 2 électrodes parallèles, Dec et Suyama ont proposé dans le même temps un design de capacité MEMS à 3 électrodes. Les électrodes inférieure et supérieure sont fixes et celle du milieu est suspendue par des bras et mobile (Fig. 8a).

Lorsque V_2 est à 0V et la tension V_1 est appliquée, l’électrode centrale se déplace vers l’électrode supérieure et la capacité C_D augmente (Fig. 8b) ; lorsque V_1 est à 0V et la tension V_2 est actionnée, l’électrode centrale se déplace vers l’électrode inférieure et la capacité C_D diminue. Si la distance entre les électrodes est la même, la variation de capacité est de 100%.

La figure 8a montre la capacité à 3 électrodes avec 2 gaps de 1.5 μm et 0.75 μm . Les électrodes ont des dimensions de 398 x 398 μm^2 et une constante de raideur de 122 N/m qui est notamment nécessaire pour obtenir une capacité maximale de 2.85 pF lorsque $V_1 = 3.3\text{V}$ et $V_2 = 0\text{V}$. La fréquence de résonance mécanique est estimée à 65.8 kHz.

La capacité mesurée à 0V était de 4 pF. Cette différence est due aux contraintes résiduelles et aux capacités parasites liées à l'électrode inférieure fixe. La capacité varie de 3.4 pF et 6.4 pF à 0 et 4.5 V. Le facteur de qualité est de 16 à 1 GHz, du à l'utilisation de la couche Poly2 du procédé MUMPS.

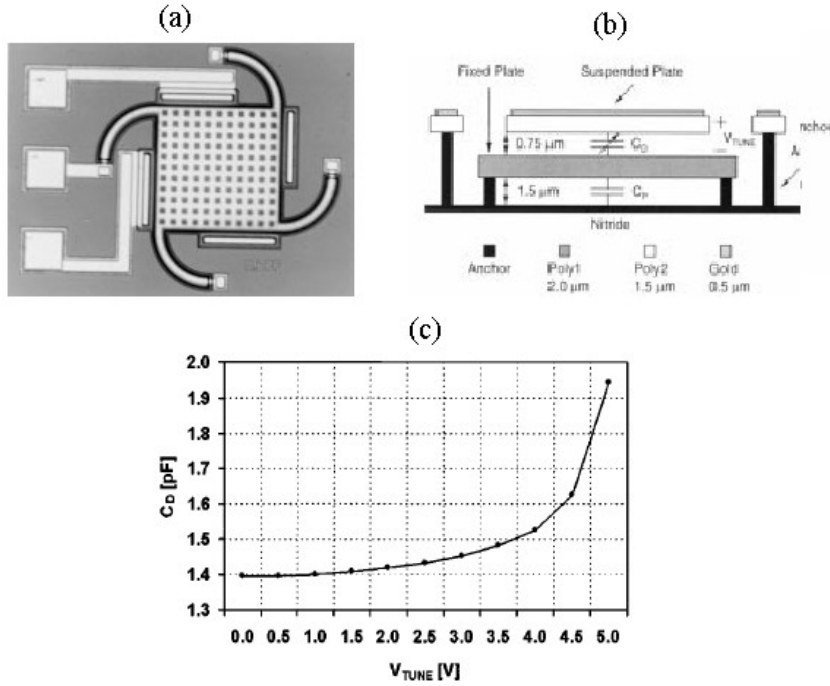


Figure 7. (a) Vue de dessus, (b) Vue en coupe des 2 électrodes polysilicium, (c) capacité mesurée en fonction de la variation de capacité [9].

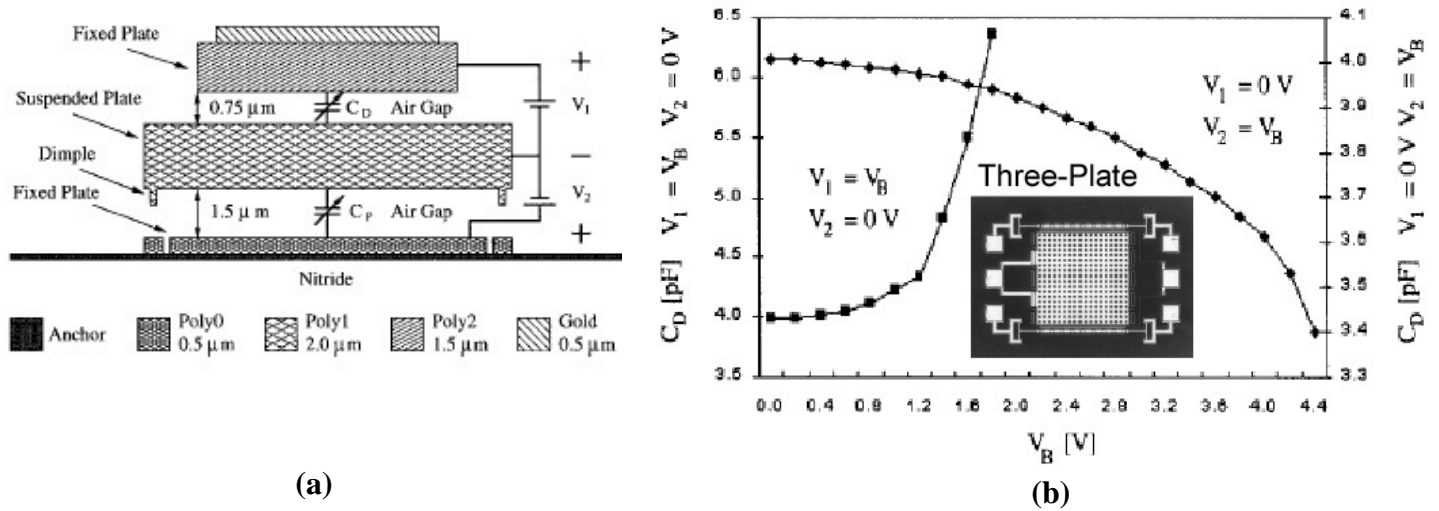


Figure 8. (a) Vue en coupe des 3 électrodes polysilicium MEMS, (b) Capacité mesurée en fonction de la tension d'actionnement [9].

En 2000, Zou et al. ont proposé un design de capacité à '2 gaps' dans le but d'augmenter la plage de variation [10]. Dans ce cas, l'électrode capacitive et celle d'actionnement sont séparées, et le gap de l'électrode d'actionnement (d_2) est plus grand que celui de la capacité variable (d_1), voir figure 9. La gamme de contrôle électrostatique de la membrane est de $d_2/3$ et ceci permet un contrôle du gap de la capacité de d_1 à 0, ce qui engendre une grande variation de capacité.

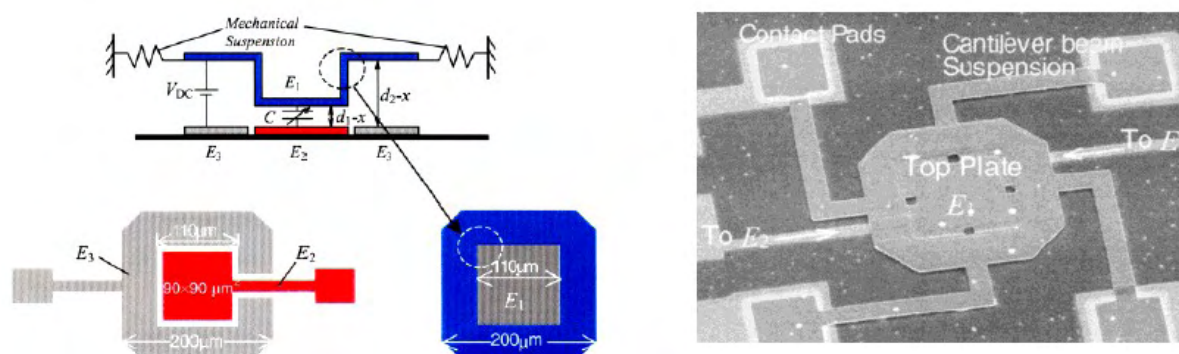


Figure 9. Vue schématique 2D et image MEB de la capacité variable à double gap [10].

L'or, évaporé thermiquement, est utilisé comme couche structurale des 2 électrodes fixes E_2 et E_3 ($0.5 \mu\text{m}$), alors que l'électrode suspendue E_1 est réalisée par électrodéposition d'un alliage (nickel-fer $2 \mu\text{m}$). Le substrat est en pyrex et la couche sacrificielle en cuivre. Les dimensions de l'électrode E_2 sont $90 \times 90 \mu\text{m}^2$ avec $d_1 = 2 \mu\text{m}$ et $d_2 = 3 \mu\text{m}$. d_1 peut varier de $1 \mu\text{m}$ ($d_2/3$) avant l'effet pull-in. La capacité nominale est de 32 fF et la constante de raideur de la structure est 4.4 N/m. Le maximum de variation de capacité est de 70% avec une tension d'actionnement de 17V. Un facteur de qualité de 30 à 5 GHz et une fréquence de self-résonance de 5 GHz ont été mesurés.

En 2002, Dussopt et Rebeiz ont présenté une capacité variable MEMS à fort facteur de qualité Q , basée sur le même design que celui de Zou [11]. Le substrat est en quartz. La couche sacrificielle SiO_2 , déposée par PECVD, est partiellement gravée au milieu de la poutre afin de réduire son épaisseur de $1.5 \mu\text{m}$ et donc obtenir les 2 membranes en or. La poutre en or suspendue est fabriquée par pulvérisation cathodique $0.8 \mu\text{m}$ (Figure 10).

Le gap est de $1.5 \mu\text{m}$ dans la zone de la capacité ($140 \times 140 \mu\text{m}^2$), ce qui engendre une capacité nominale totale en prenant en compte les effets de bords de 130 fF. La hauteur de la poutre au-dessus des électrodes est de $2.5 \mu\text{m}$.

La capacité mesurée varie de 82 fF à 120 fF (Figure 11). La capacité est inférieure à la valeur attendue à cause du gradient de contraintes dans la couche d'or, ce qui engendre une flèche de 3-3.5 μm au centre de la poutre. La tension d'actionnement est de 24 V et la constante de raideur de 15 N/m. La plage d'utilisation en fréquence est légèrement au dessus de 35 GHz, puisque la fréquence de résonance est de 83 GHz ($L=3 \text{ pH}$, $C=120 \text{ fF}$).

Le facteur de qualité mesuré est de 120 à 34 GHz. Les résistances séries sont de 0.6Ω .

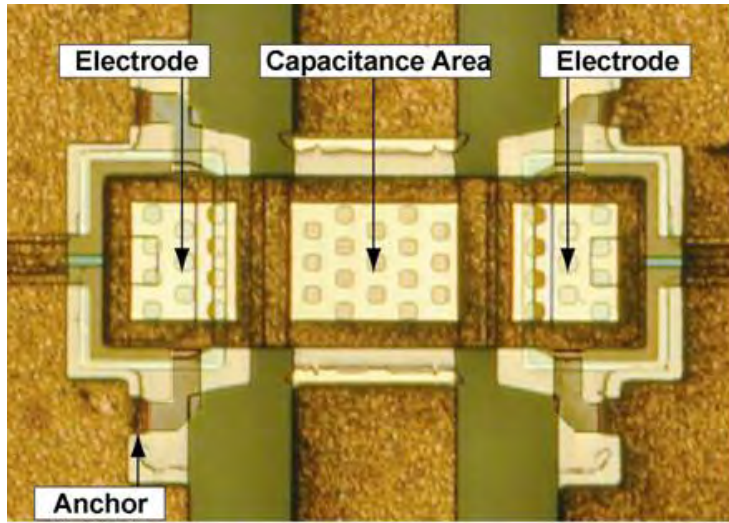


Figure 10. Vue de dessus de la capacité variable à double gap [11].

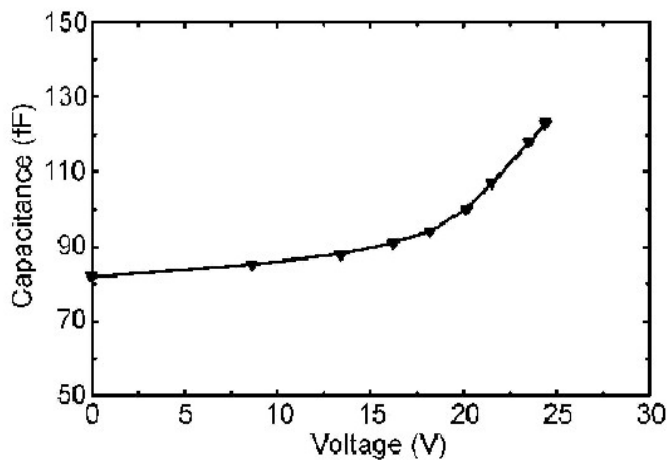
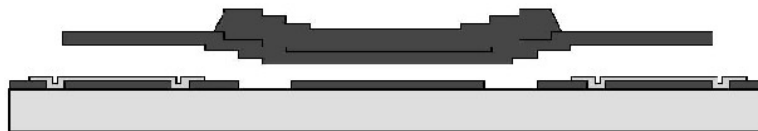


Figure 11. Vue en coupe de la capacité variable et capacité en fonction de la tension d'actionnement [11].

En 2002, Nieminen et al. ont aussi présenté une capacité variable à double gap [12]. Dans ce cas aussi, une dissociation entre les électrodes de contrôles et celle du signal est utilisée, mais les 2 gaps sont réalisés au niveau de l'électrode inférieure au lieu de l'électrode suspendue, voir figure 12. Le matériau structural est de l'or pour les électrodes fixes (mét 1) et suspendue (mét 2). Au-dessus des électrodes fixes (métal 1), une fine couche de nitrure de silicium est déposée afin d'isoler et donc protéger les différentes électrodes en cas de pull-in. Des trous de $4 \times 4 \mu\text{m}^2$ séparés de

12 μm ont été gravés sur l'électrode suspendue afin d'aider à la gravure de la couche sacrificielle en polymère (Fig. 12).

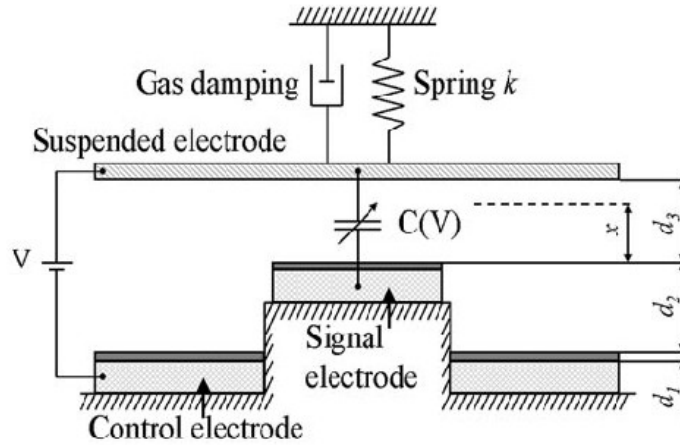
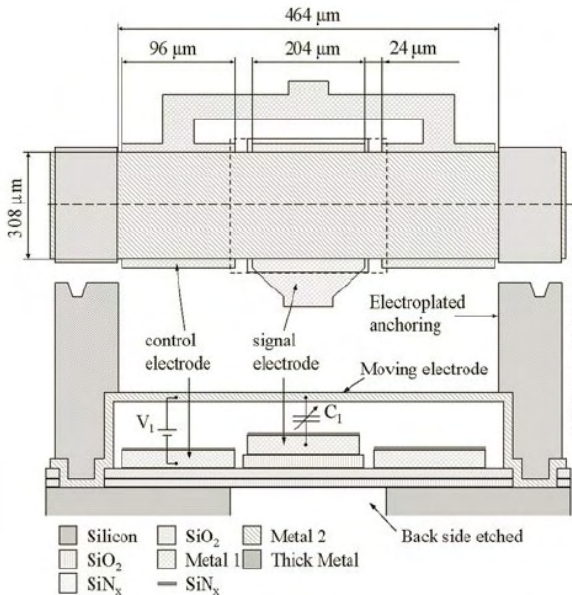


Figure 12. Modèle fonctionnel de la capacité à double gap NOKIA [12].

Les 2 gaps sont réalisés en utilisant une couche d'oxyde et une étape de polissage du polymère avant le dépôt du métal 2. Les capacités ont été fabriquées par Tronic's Microsystems.

Les valeurs théoriques de capacité nominale et de tuning range sont respectivement de 1 pF et 100% pour une amplitude crête à crête d'un signal sinusoïdale RF de 4V. Le gap d'air (pour l'électrode de signal) est de 0.5 μm et la surface de l'électrode du signal est 204x308 μm^2 . Les contraintes dans l'électrode suspendue est de 65 MPa et la longueur de la poutre est de 464 μm . Les 2 électrodes de contrôles ont des dimensions de 96 μm x 308 μm et le gap d'air de ces électrodes de contrôles est de 1.5 μm . La tension d'actionnement pour changer la capacité de 300 % est de 27 V (Fig. 13).



Layer thicknesses.

Layer	Thickness (μm)
Silicon dioxide	1
Silicon nitride	0.5
Step silicon dioxide	1
Metal 1 (gold)	1
Dielectric layer (SiN_x)	0.1
Sacrificial layer (polymer)	0.5/1.5
Metal 2 (gold)	0.5
Thick electroplated gold	10

Figure 13. Vues de dessus et en coupe de la capacité variable avec les électrodes de contrôle et de signal et les 2 gaps [12].

Les mesures des capacités nominales sont de 1.58 pF et 1.15 pF lorsque toutes les capacités parasites liées au substrat (0.43 pF) sont extraites des mesures. La capacité varie de 1.58 pF à 3.55 pF pour des tensions d'actionnement respectives de 0 et 17.7 V. Le facteur de qualité est de 66 à 1 GHz et 53 à 2 GHz (Fig. 14).

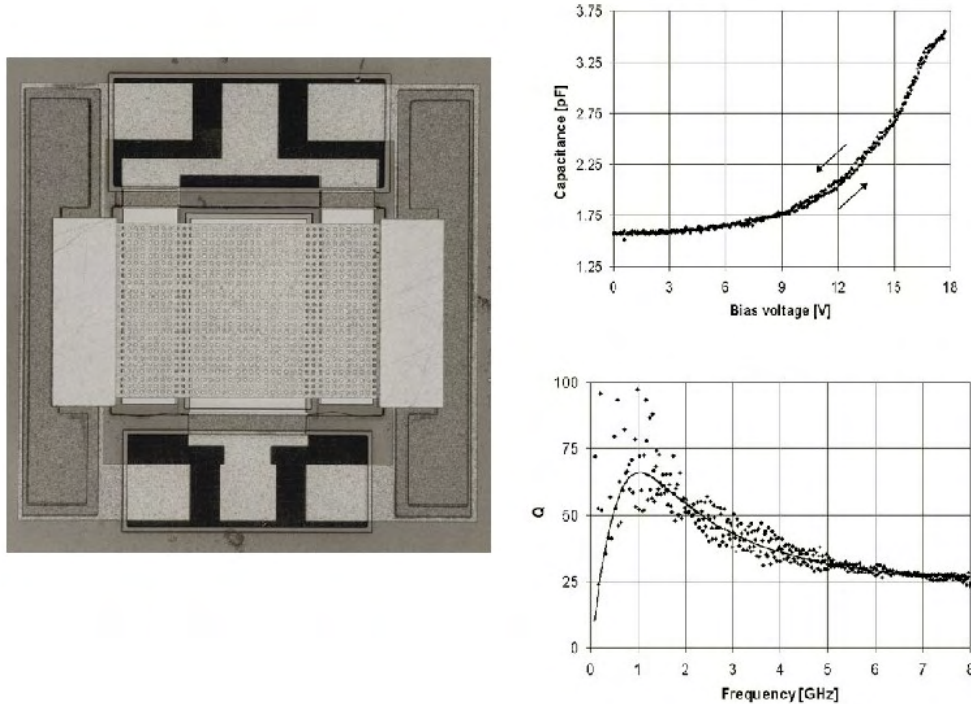


Figure 14. Image microscope optique et Mesures de la capacité en fonction de la tension et facteur de qualité en fonction de la fréquence [12].

Peroulis et Katehi ont présenté en 2003 une capacité variable MEMS basée sur le principe à 2 gaps dans le but de dissocier les électrodes d'actionnement des électrodes capacitives et donc permettre l'augmentation de la plage de variation [13].

Le design est présenté figure 15. Il est constitué de 2 poutres en or. La première poutre inférieure (lower beam) a une épaisseur de $0.7 \mu\text{m}$ et suspendue à $g_1=2 \mu\text{m}$ au-dessus d'une ligne de guide d'onde coplanaire $50/80/50 \mu\text{m}$, alors que la seconde poutre supérieure (upper beam) a une épaisseur de $13 \mu\text{m}$ et est suspendue à $g_2=6 \mu\text{m}$ au-dessus de la poutre inférieure. La poutre inférieure est connectée à la masse des lignes CPW et la poutre supérieure, qui n'a pas d'ancrage, est connectée au centre de la poutre inférieure. La poutre supérieure, de dimensions $360 \times 360 \mu\text{m}^2$, est suspendue à une distance de $g_1+g_2=8 \mu\text{m}$, au-dessus des blocs d'actionnement électrostatique.

Lorsqu'une tension est appliquée entre la poutre supérieure et les 2 blocs d'actionnement, la poutre inférieure défléchit car sa constante de raideur est 3 fois inférieure à celle de la poutre supérieure. Grâce à la distance du bloc d'actionnement à la poutre supérieure, l'effet pull-in n'apparaît qu'à la distance de $2.5 \mu\text{m}$. Par conséquent, la poutre supérieure ne sera pas en position de pull-in avant que la poutre inférieure ne touche la ligne CPW. La variation de capacité n'est donc seulement limitée que par le design et peut être très élevée.

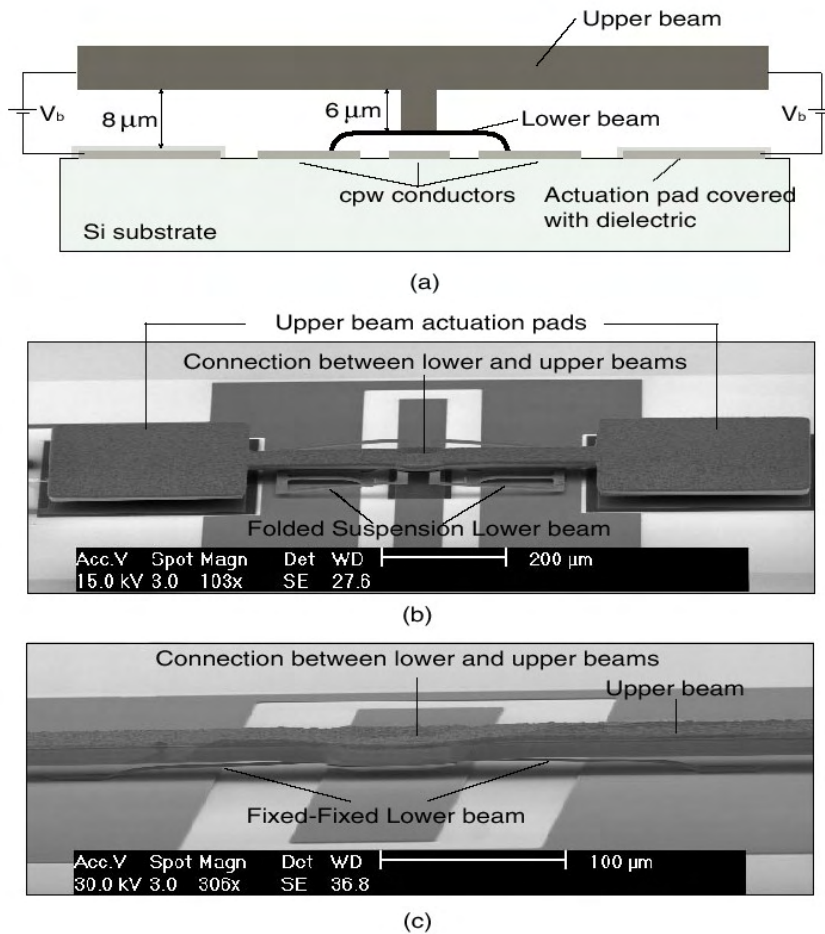


Figure 15. (a) Schéma de principe 2D de la capacité variable MEMS, (b) (c) Images MEB de la capacité variable [13].

Deux versions des ancrages de la poutre inférieure ont été réalisées : poutre suspendue par des bras d'ancrages (Folded Suspension Lower Beam-FSLB), et poutre encastree-encastree (Fixed-Fixed Lower Beam-FFLB), voir fig. 15. Une autre différence entre les 2 design vient du fait qu'un diélectrique est déposé dans le cas du FFLB dans le but d'éviter les contact métal-métal entre la poutre inférieure et les lignes CPW. Ces 2 approches engendrent des résultats différents. Le procédé nécessite 6 niveaux de masques.

Dans le cas du design FSLB, la variation maximale de capacité n'a pas abouti à cause des contraintes résiduelles dans la poutre inférieure.

Le cas du design FFLB présente de meilleurs résultats avec une variation de capacité de 40 fF à 160 fF avec une tension d'actionnement de 22.5V. Une variation de capacité de 300% est mentionnée.

La fréquence de résonance est très haute ($>100\ \text{GHz}$), due aux valeurs des inductances parasites des bras d'ancrages de la poutre inférieure, qui sont de l'ordre de 10 pH dans le cas des 2 design. Le facteur de qualité Q est aussi très haut (>80 à 40 GHz pour $C=168\ \text{pF}$).

2.2 Actionnement électro-thermique

En opposition avec l'actionnement électrostatique, l'actionnement électro-thermique n'a pas de limitation théorique de la plage de variation de la capacité. De plus, il offre la possibilité d'une variation de capacité beaucoup plus linéaire et plus grande. Néanmoins, il présente des inconvénients, tels que sa faible vitesse, sa forte consommation de puissance et son intégration pas toujours aisée.

En construisant des bras d'actionnement composés de deux matériaux ayant des coefficients de dilatation thermique, Feng et al. [14] ont obtenu une déformation verticale (Figure 16a). Pour diminuer les pertes diélectriques et améliorer ainsi le facteur de qualité, la technologie MUMPs, utilisé pour construire le système, est associée à la technique du report de puce (Figure 16b). Elle consiste à souder, sur un substrat à haute résistivité, le MEMS fabriqué sur un substrat de silicium, et à enlever ce dernier par une gravure chimique. Deux configurations de montage sur une ligne coplanaire ont été testées : en parallèle ou en série (Figure 17ab).

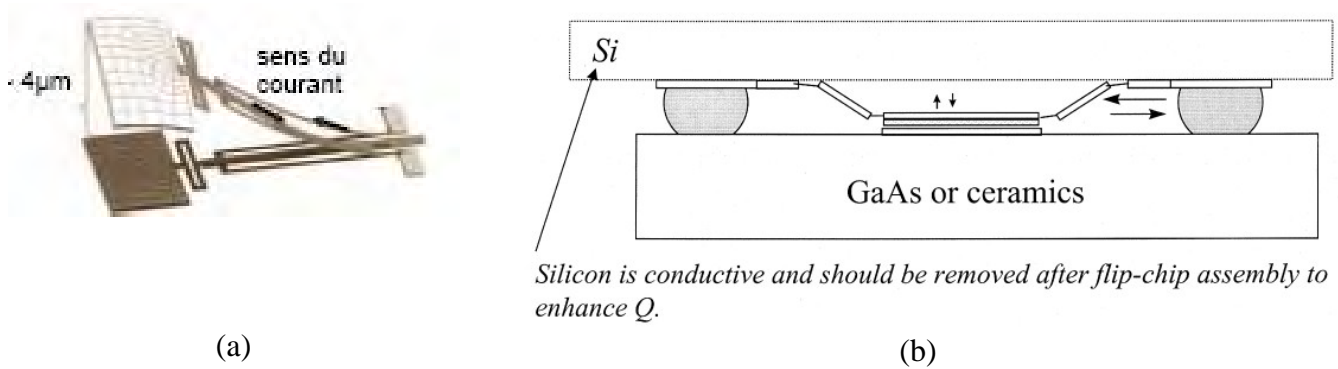


Figure 16. (a) Schéma du bras électro-thermique, (b) Représentation de la technique du report de puce [14].

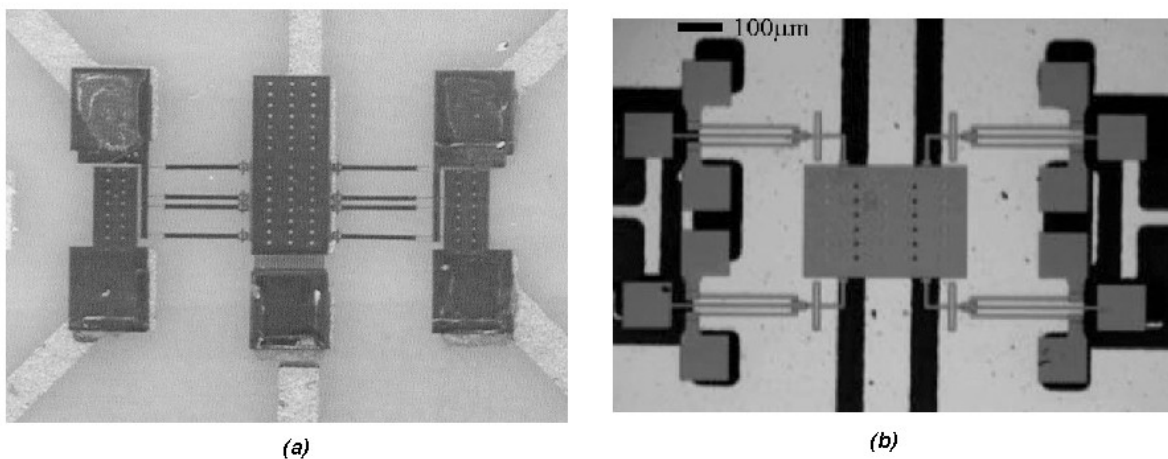


Figure 17. Photos du dispositif à bras thermique monté : (a) en parallèle, (b) en série [14].

La variation de la capacité en série (Fig. 17a) est de 600 % (0.5 pF à 3.5 pF) avec une tension d’actionnement inférieure à 1 V, une fréquence de résonance de 29 GHz et un facteur de qualité de 1050 à 1 GHz et 100 à 10 GHz.

La capacité nominale en parallèle (Fig. 17b) est de 0.272 pF et présente un facteur de qualité Q de 383 à 10 GHz. La fréquence de résonance est au-dessus de 40 GHz et la variation de capacité est de 440% avec un gap d’air variant de 4 à 0.5 μm .

L’inconvénient majeur de cette structure est le temps de réponse qui est plus grand qu’avec un actionnement électrostatique (quelque ms contre quelque μs).

2.3 Actionnement piézoélectrique

L’actionnement piézoélectrique a plusieurs avantages par rapport à l’actionnement électrostatique :

- Faibles tensions d’actionnement
- Variation linéaire de la capacité
- Plus de problèmes de charges électrostatiques collectées sur les électrodes capacitatives et donc amélioration de la fiabilité de la variation

L’inconvénient vient du comportement de l’actionneur piézoélectrique avec la température.

Park et al. ont présenté en 2001 [15] une capacité variable basée sur l’actionnement piézoélectrique.

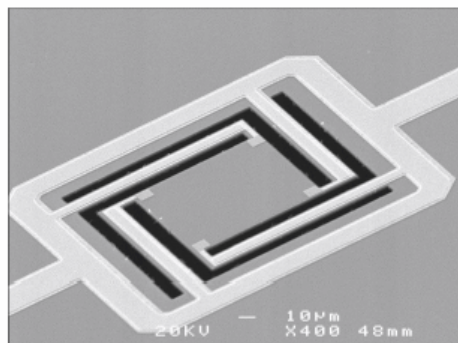


Figure 18. Image MEB de l’actionneur PZT sur substrat silicium [15].

La déformation des suspensions de la membrane est générée par l’application d’une tension sur un matériau piézoélectrique, en l’occurrence ici du PZT, déposé en couche mince (380 nm) entre 2 électrodes de platine et de dioxyde de ruthénium RuO_2 . Les électrodes de la capacité sont en or, déposées sur du quartz (électrode fixe) et du silicium soudé au quartz puis gravé (Fig. 18).

La membrane peut être soulevée jusqu’à 3.1 μm au-dessus du substrat pour une tension appliquée sur les bras de 10 V (Fig. 19a). Pour une tension de 6 V et un entrefer de 2.5 μm , la capacité est diminuée d’un rapport 3.1. La courbe C (V) est présentée figure 19b. Le facteur de qualité est 210 à 1 GHz.

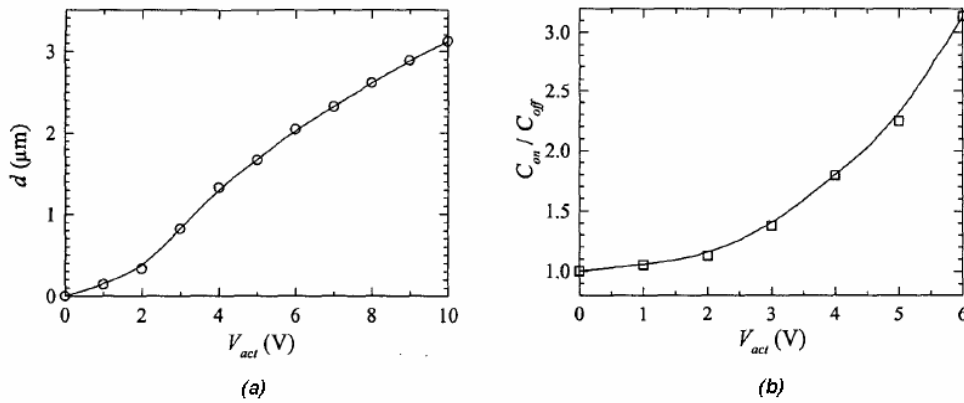


Figure 19. (a) Déplacement de l'électrode de l'actionneur PZT, (b) Courbe $C(V)$ [15].

3. Capacités variables 'Zipping'

Le principe de la capacité 'zippée' correspond à la déformation électrostatique progressive d'une électrode.

Hung et al. [16] ont utilisé ce principe avec une forme en pointe de l'électrode inférieure de façon à ce que la courbe $C(V)$ soit linéaire pendant le régime de collage (Fig. 20). Des plots usinés sous l'électrode mobile empêchent le court-circuit. Leur hauteur détermine l'entrefer minimal, et donc le rapport de variation. Le procédé MUMPs est utilisé pour la réalisation des structures 'zippées'. La variation de capacité est de 25% avec une capacité minimale de 0.78 pF pour une tension appliquée de 20 V, le maximum étant atteint à 35 V.

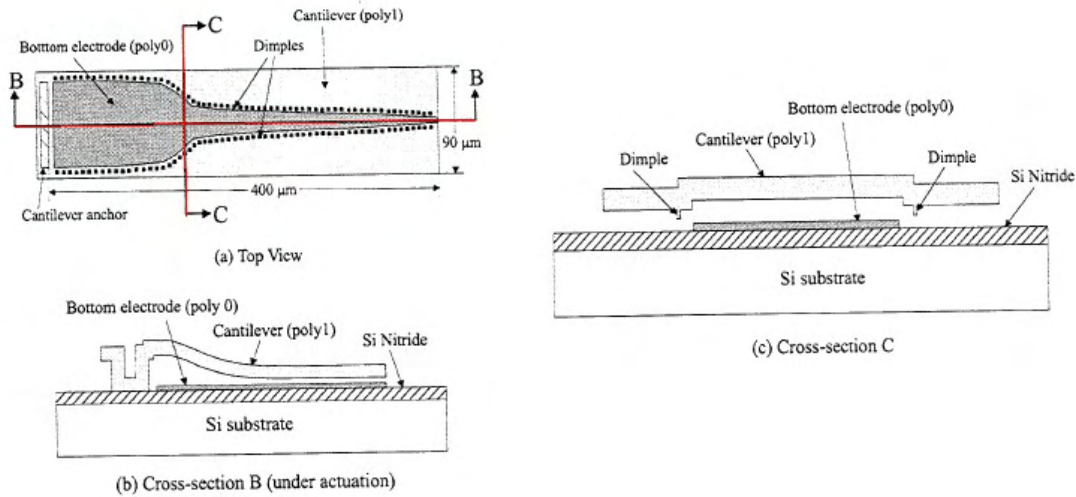


Figure 20. (a) Vue de dessus, (b)(c) et vues en coupe de la capacité 'zippée' [16].

Ionis et al. ont présenté en 2002 [17,18] une capacité variable à plusieurs peignes, basée sur le principe de l'actionnement 'Zipping'.

Le prototype est constitué de 2 électrodes conductrices qui sont parallèles lorsque aucune tension n'est appliquée (Fig. 21a). Lorsqu'on applique une tension entre les 2 électrodes, cette dernière

génère une force électrostatique qui va ramener l'électrode supérieure le long de l'électrode inférieure (Fig. 21b).

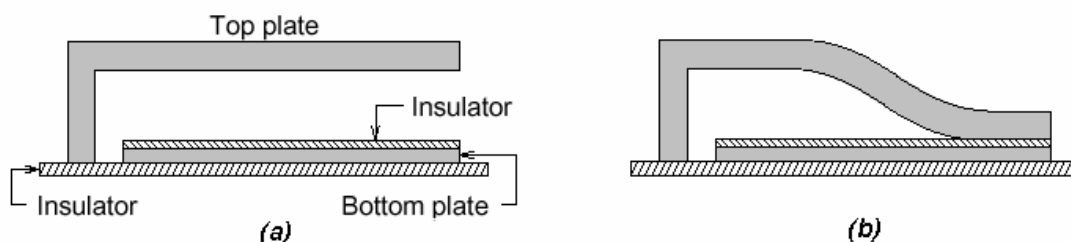


Figure 21. Vue en coupe des 2 électrodes : (a) sans tension d'actionnement, (b) avec tension d'actionnement [17,18].

La capacité variable est fabriquée en utilisant un procédé MUMPs ('Polysilicon Surface Micromachining'). Le procédé MUMPs nécessite 3 couches de polysilicium : l'électrode inférieure est réalisée avec le Poly0 et l'électrode supérieure avec Poly2, et cette dernière est recouverte d'une couche d'or afin de réduire les résistances de $20 \Omega/\square$ à $0.06 \Omega/\square$.

Le procédé n'utilise pas d'isolant sur l'électrode inférieure mais des plots appelés 'dimples' afin d'éviter tout contact entre les électrodes supérieure et inférieure (Fig. 22).

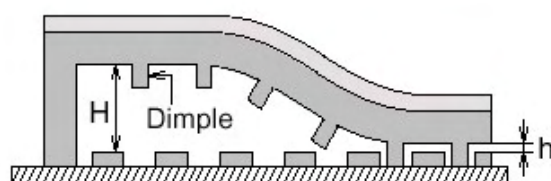


Figure 22. Vue en coupe des électrodes avec plots ('Dimples') [17,18].

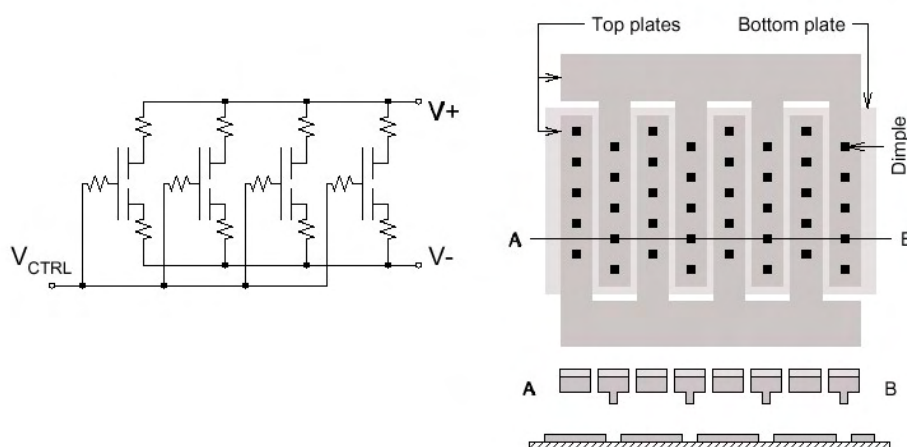


Figure 23. Circuit équivalent et layout du prototype différentiel à plusieurs peignes [17,18].

Pour améliorer le facteur de qualité Q , un autre design est proposé. L'électrode inférieure des 2 électrodes supérieures est combinée (Fig.23). Autre chose est réalisée pour augmenter le facteur de qualité : chaque capacité différentielle est divisée en plusieurs peignes.

Le circuit à 24 peignes, présenté figure 24, est défini pour une capacité nominale de 1.5 pF. Cependant, à cause des contraintes thermiques sur l'électrode supérieure, la capacité nominale est mesurée à 3.1 pF. La capacité varie de 4.6 pF à 3.1 pF (46% de variation) avec une tension d'actionnement de 35 V. Le facteur de qualité est de 6.5 à 1.5 GHz et les dimensions sont 1.6mmx0.6mm.

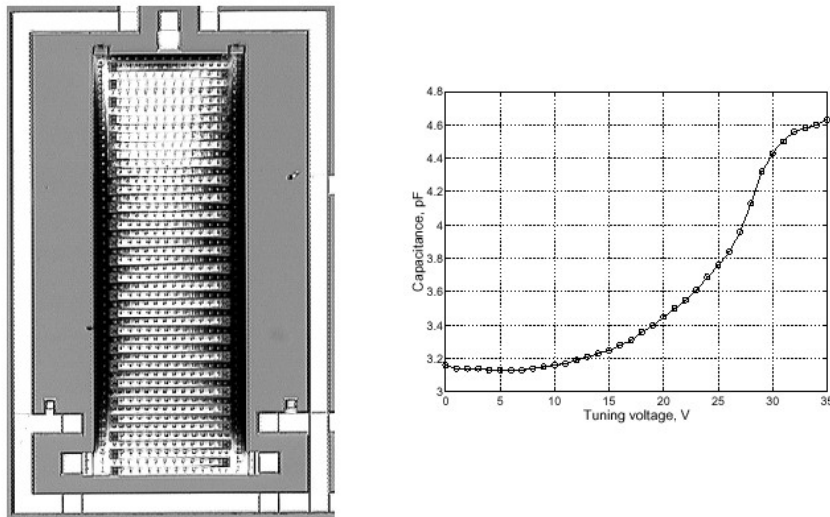


Figure 24. Capacité différentielle à plusieurs peignes, $n=24$, $C(V)$ [17,18].

Nordquist et al. ont aussi présenté en 2003 [19] une poutre 'zippée'. Afin d'obtenir des faibles pertes et une faible taille de prototype, la capacité est constituée simplement d'électrodes parallèles, réalisées par une poutre suspendue au dessus d'un diélectrique sur un métal fixe. Au-delà du 'pull-in' du circuit, la tension de contrôle modifie la distance de la poutre et du diélectrique, engendrant un changement de capacité (Fig. 25).

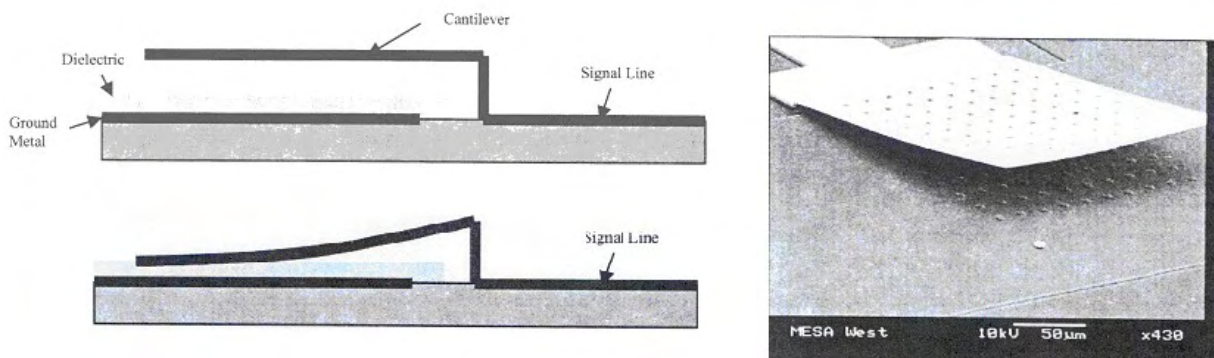


Figure 25. Principe de fonctionnement et image MEB de la capacité variable MEMS 'Zippée' [19].

La capacité est définie de telle sorte à avoir une capacité maximale de 1 pF. La surface des électrodes est $300\text{ }\mu\text{m} \times 300\text{ }\mu\text{m}$, la poutre est réalisée par 'lift-off' en or d'épaisseur $1.2\text{ }\mu\text{m}$ à $2\text{ }\mu\text{m}$. Le gap initial est de $4\text{ }\mu\text{m}$. La couche de diélectrique (oxynitrite) a une épaisseur de $0.25\text{ }\mu\text{m}$. La tension de pull-in est proportionnelle au cube de l'épaisseur du métal. Elle se situe entre 13 V et 17 V pour une poutre d'or de $1.2\text{ }\mu\text{m}$ d'épaisseur, et entre 80 V et 90 V pour une poutre d'or d'épaisseur $2\text{ }\mu\text{m}$. La capacité nominale est de 150 fF et la figure 26 montre une variation linéaire de la capacité de 350 fF à 290 fF lorsque la tension décroît de 30 V à 7 V. la variation de la capacité linéaire est de l'ordre de 20%. Le facteur de qualité est de 100 pour des fréquences supérieures à 25 GHz. La fréquence de self-résonance est au dessus de 25 GHz

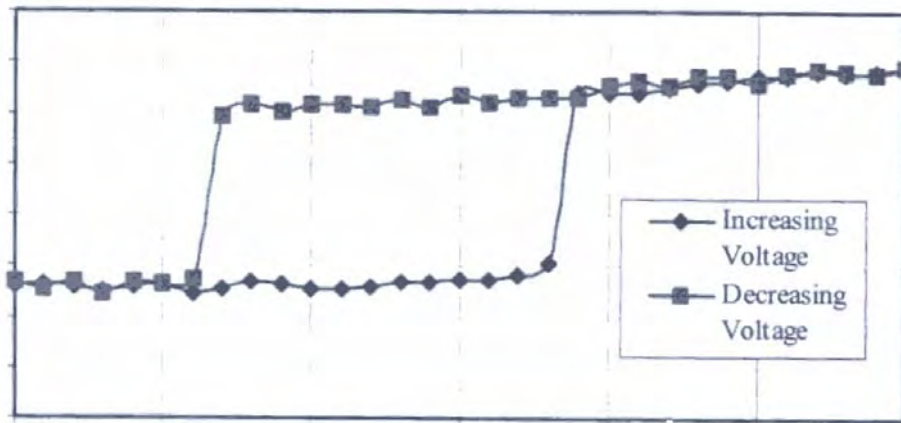


Figure 26. Capacité mesurée en fonction de la tension pour une électrode en or d'épaisseur $1.2\text{ }\mu\text{m}$ [19].

4. Capacités variables à variation de surface

4.1 Actionnement électrostatique

Plusieurs design ont été réalisés par Yao et al.. Le premier [20] comprend une surface de 1 mm^2 (Fig. 27) et un ensemble de peignes interdigités de largeur $2\text{ }\mu\text{m}$, espacés entre eux de $2\text{ }\mu\text{m}$ et de hauteur $30\text{ }\mu\text{m}$ (Fig. 27). La capacité varie de 3.28 pF à 0 V à 6.44 pF à 5 V. La fréquence de résonance est autour de 5 GHz.

Le deuxième présenté en 2000 [21] comprend une capacité formée de 1200 peignes interdigités de hauteur $20\text{ }\mu\text{m}$, de largeur $2\text{ }\mu\text{m}$ et espacés entre eux de $2\text{ }\mu\text{m}$. La constante de raideur est de l'ordre de 5 N/m et le déplacement est de $30\text{ }\mu\text{m}$. La capacité est conçue de telle sorte à ce qu'elle diminue lorsque la tension augmente. La capacité varie de 1.6 pF à 1.3 pF pour une tension d'actionnement de 5.2 V, ce qui correspond à une puissance de 61 mW.

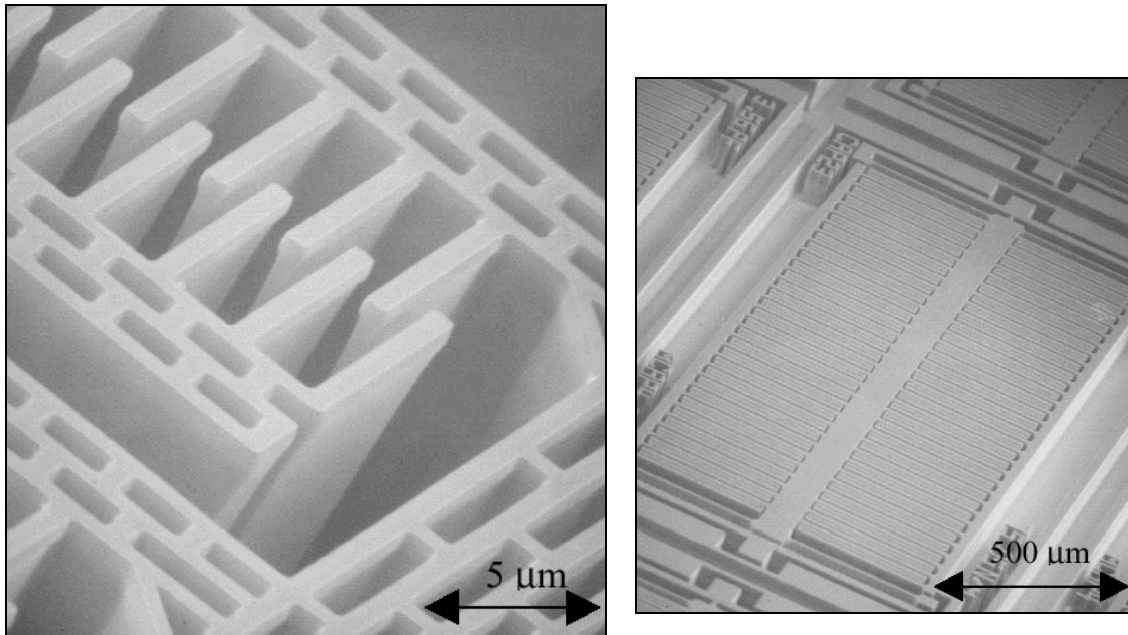


Figure 27. Images MEB de la capacité variable à peignes interdigités [20,21].

[22,23] de l'université nationale de Séoul, ont présenté une capacité à variation de surface basée sur les peignes interdigités mais à variation vertical. La capacité est constituée d'une électrode suspendue de 604 peignes. La variation (électrode inférieure) s'effectue avec le substrat. Quand on applique une tension DC entre les 2 électrodes, l'électrode suspendue se déplace vers le substrat et la surface en regard entre les 2 électrodes diminue et donc la capacité augmente.

Pour obtenir une capacité nominale de 1.4 pF, les dimensions de la capacité sans prendre en compte la raideur des bras de suspensions sont les suivantes : 876 µm x 876 µm. En considérant une constante de raideur de 1.116 N/m, les dimensions deviennent 500 µm x 50 µm (Fig. 28).

La capacité est fabriquée avec un procédé 'bonding' silicium-verre et une étape de polissage (Chemical Mechanical Polish). Le procédé nécessite 3 masques.

Quand la tension est à 0 V, la capacité est de 1.4 pF et le facteur de qualité de 4 à 2 GHz. Le facteur de qualité est limité par les résistances séries des interconnexions. La variation de capacité est de 10% à 8 V avec une bonne linéarité de la capacité.

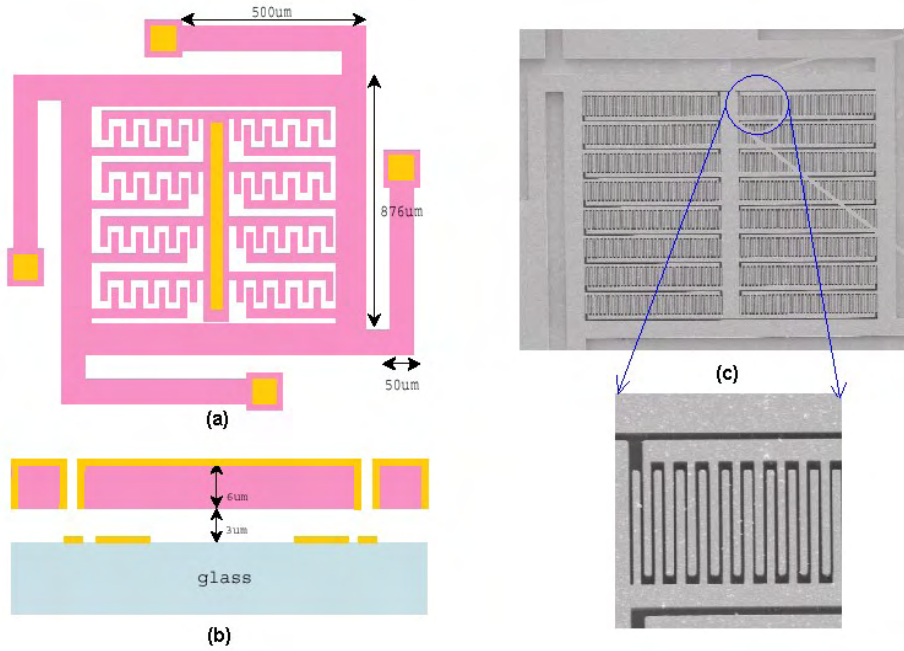


Figure 28. (a) Vue de dessus et (b) vue en coupe de la capacité, (c) Image MEB de la capacité variable MEMS fabriquée [22,23].

Nguyen et al. [24] ont réalisé une structure avec des peignes interdigités. L'électrode d'actionnement est décalée d'un angle fixé par la fabrication (20°) (Fig. 29). Un gond en résine BCB permet d'obtenir un angle important entre les électrodes à peignes d'actionnement gravées dans une plaquette SOI et soudées sur un substrat en verre.

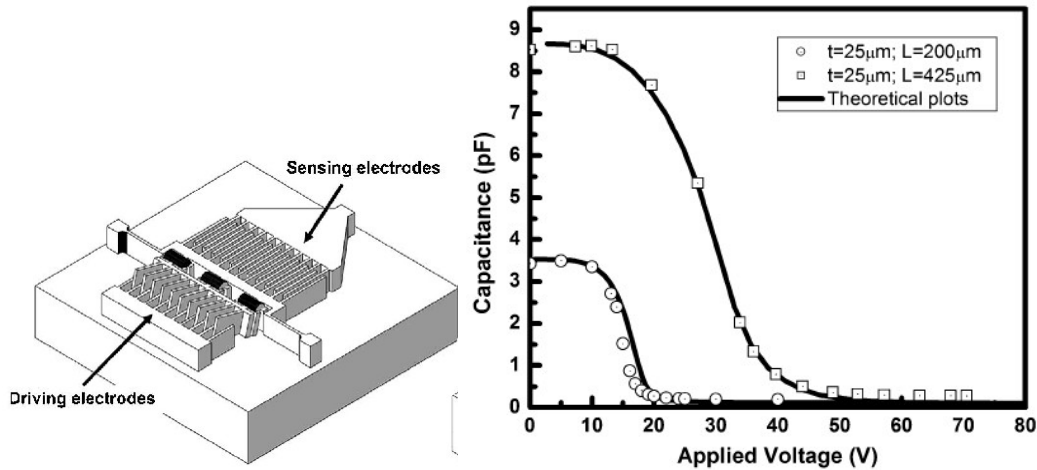


Figure 29. Schéma des électrodes à peignes en rotation, $C(V)$ [24].

La variation de capacité est de 30% pour une tension appliquée de 40 V. Le facteur de qualité est de 273 à 1 GHz pour une capacité de 0.3 pF. Pour la capacité maximale de 8.6 pF, la fréquence de résonance est inférieure à 5 GHz. La capacité n'est pas linéaire avec la tension (Fig. 29).

Wilson et al. ont présenté en 2001 un nouveau concept de capacité à variation de surface basée sur un principe rotatif [25] (Fig. 30).

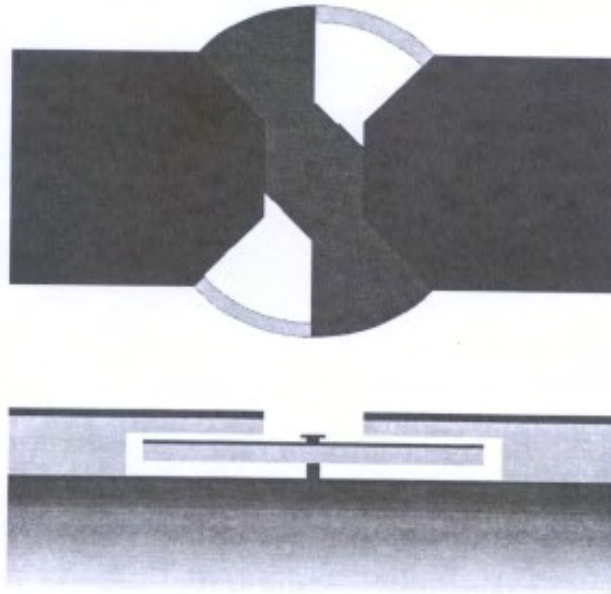


Figure 30. *Vue de dessus et vue en coupe de la capacité variable MEMS rotative [25].*

Le mouvement de rotation est créé par des actionneurs placés sur les bords des disques. La publication [25] porte sur l’étude de cette structure à l’aide de simulations avec le logiciel HFSS confrontées aux mesures des prototypes fabriqués avec la technologie SUMMIT (Sandia National Labs). Cette technologie utilise 5 niveaux de polysilicium dont 4 sont utilisés comme couches métalliques. Les simulations HFSS indiquent une variation de capacité de 23.6 pF à 135 fF avec une relation linéaire entre la capacité et la position angulaire.

4.2 Actionnement électro-thermique

Oz et Fedder ont présenté en 2003 [26,27] des capacités basées sur des variations de gap et de surface et seulement sur des variations de surface. La fabrication de ces prototypes est compatible CMOS et 3 étapes de gravures sèches sont utilisées pour définir et libérer les structures. La première génération de capacité utilise à la fois la variation de gap et celle de surface avec un actionnement électro-thermique (Fig. 31). Lorsqu’on actionne la structure (chauffage des bras de l’actionneur), l’électrode à peigne se déplace verticalement et aussi latéralement. Ces capacités sont fabriquées avec les technologies CMOS AMS 6 μm et Agilent 0.5 μm . Pour le procédé AMS, la variation de la capacité est de 153 fF à 175 fF avec une tension d’actionnement de 12 V et une consommation de puissance de 25.5 mW. Pour la technologie Agilent, la variation de capacité est de 209 fF à 284 fF avec une tension d’actionnement de 24 V et une consommation de puissance de 72.4 mW.

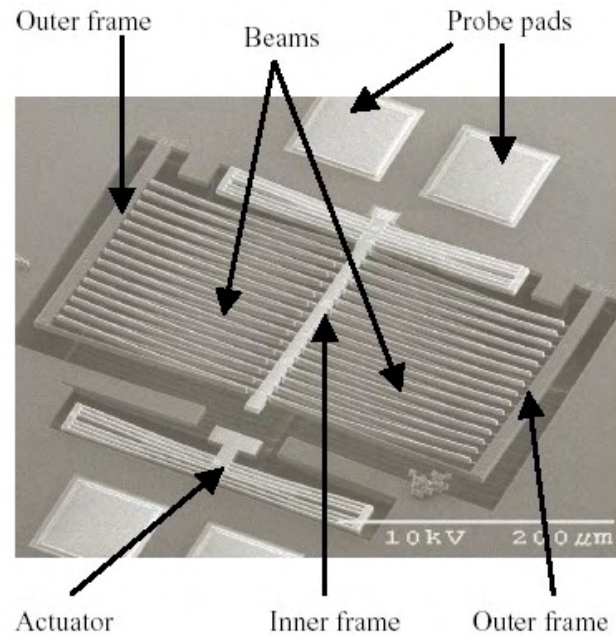


Figure 31. Image MEB de la capacité variable dans la technologie CMOS 0.5 μm Agilent [26,27].

Les facteurs de qualité des capacités première génération sont de 24 et 28, respectivement pour les technologies AMS et Agilent.

La deuxième génération de capacité utilise la variation de surface avec un actionnement électro-thermique. La structure est, dans ce cas, constituée d'électrodes à peignes dans le but d'augmenter la variation (Fig. 32). Le gap entre les peignes est de 0.6 μm , l'épaisseur de 7 μm et la distance entre les peignes de 2 μm .

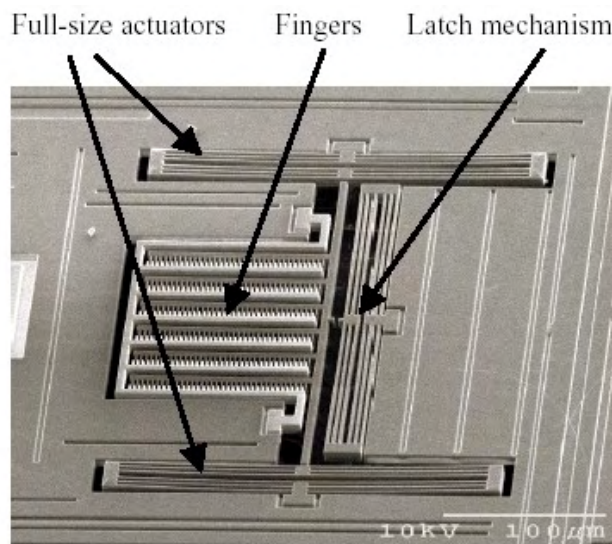


Figure 32. Image MEB de la capacité variable dans la technologie CMOS 0.35 μm TSMC [26,27].

Différents design ont été réalisés avec un actionnement électro-thermique. La meilleure variation a été obtenue à 352.4% entre 42 et 148 fF pour une tension d'actionnement de 12 V et une consommation de puissance de 34.2 mW. Ce design présente un facteur de qualité de 52 à 1.5 GHz.

5. Capacités variables à variation de permittivité

5.1 Diélectrique en mouvement

Yoon et Nguyen ont présenté en 2000 [28] un design innovant de capacité variable, basée sur un déplacement du diélectrique entre les électrodes capacitatives.

L'avantage de ce design vient du fait que l'électrode supérieure peut être fabriquée avec une forte épaisseur, évitant ainsi les bras de suspensions qui engendrent des résistances séries. Le facteur de qualité dans ce cas est alors très élevé.

Comme le montre la figure 33, l'électrode supérieure est suspendue au dessus de l'électrode inférieure mais ancrée d'une manière rigide au substrat et fixe. Les 2 électrodes sont en cuivre. La plaque diélectrique est ancrée au substrat en dehors des 2 autres électrodes via des ressorts et le déplacement est réalisé d'une manière électrostatique lorsqu'on applique une tension aux bornes des 2 électrodes. Toutes les étapes du procédé sont réalisées à des températures inférieures à 200 °C, ce qui est entièrement compatible CMOS.

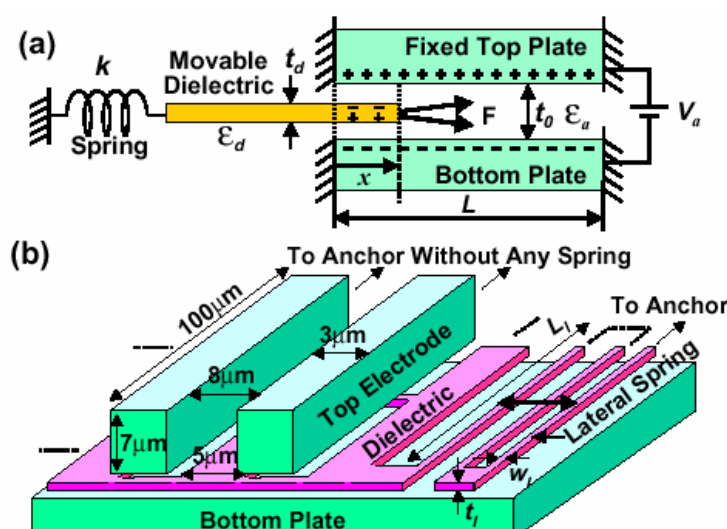


Figure 33. (a) Présentation schématique du concept, (b) Vue de dessus du prototype avec ressorts [28].

Les mesures RF montrent un fort facteur de qualité de 291 à 1 GHz (1.21 pF) à une tension de 0 V. La fréquence de self-résonance est de 19 GHz. La variation de capacité est plus petite que celle attendue et est de 7.7% à 10 V. Ces faibles résultats viennent du design, notamment le fait d'un déplacement vertical du diélectrique au lieu d'un déplacement latéral. Dans ce dernier cas, on peut s'attendre à une meilleure variation.

5.2 Matériaux ferroélectriques

Un matériau est dit ferroélectrique lorsqu'il possède une polarisation rémanente, c'est à dire lorsque les charges restent présentes dans le matériau quand il n'y a plus de champ électrique appliqué. La capacité variable ferroélectrique est donc basée sur la propriété d'un matériau ferroélectrique à voir sa permittivité ϵ varier en fonction du champ appliqué.

York et al. ont présenté en 2001 une publication [29] qui résume les applications potentielles des capacité variable utilisant un ferroélectrique BST ($\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$).

Ils comparent d'abord les 3 technologies de capacité variable : GaAs, MEMS et ferroélectrique BST. Il s'avère que ces 3 technologies ont différentes caractéristiques et donc ils vont intéresser différentes applications : les MEMS ont besoin de faibles pertes et d'une grande linéarité, en opposition avec les capacités variables BST qui ont besoin d'une grande puissance. En comparant avec les capacités MOS ou à jonctions, les capacités ferroélectriques BST permettent d'être compétitive en terme de coût.

Les capacités variables BST peuvent être fabriquées selon des configurations verticale ou dans le plan horizontal. La figure 34 résume les avantages des 2 configurations.

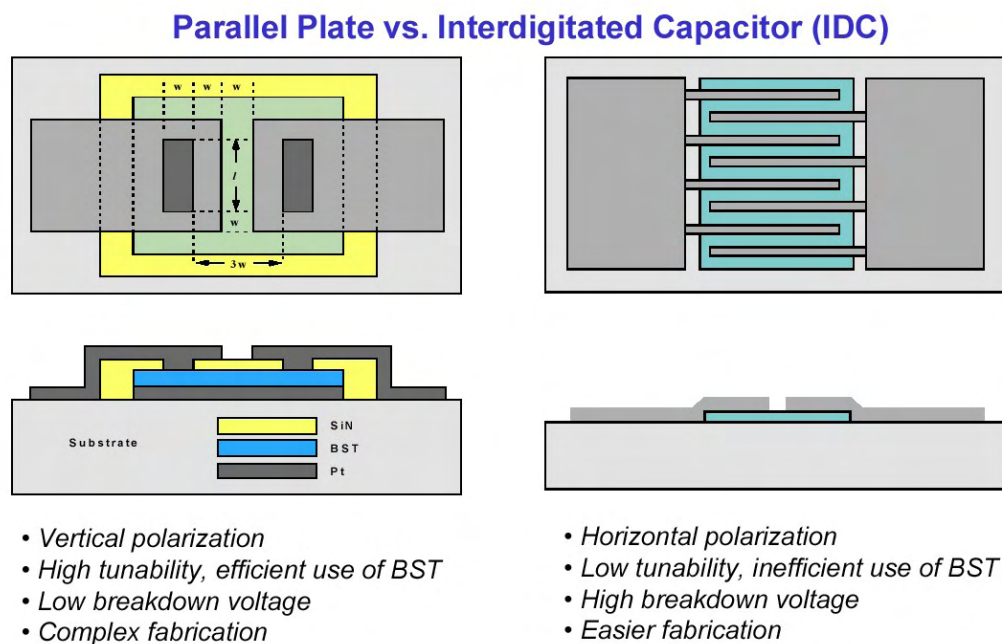


Figure 34. Comparaison entre les configurations verticales et dans le plan des capacités variables BST [29].

La fabrication des capacités BST est similaire à celle des capacités de la technologie CMOS. Les seules difficultés sont l'obtention du matériau, mais aussi le contrôle de ce dernier.

La capacité ferroélectrique est donc constituée d'un matériau ferroélectrique entouré de 2 électrodes (Fig. 34).

En 2002 [30], une capacité BST a été réalisée et testée. Elle présente une variation de 71 % à une tension d'actionnement de 9 V (Fig. 35a). La capacité est de 65 pF à 0 V. De plus, la variation de la capacité décroît lorsque l'amplitude du signal RF croît (Fig. 35b). Cette information nous montre que les capacités BST sont moins intéressantes que les composants MEMS pour des circuits de fortes puissances RF.

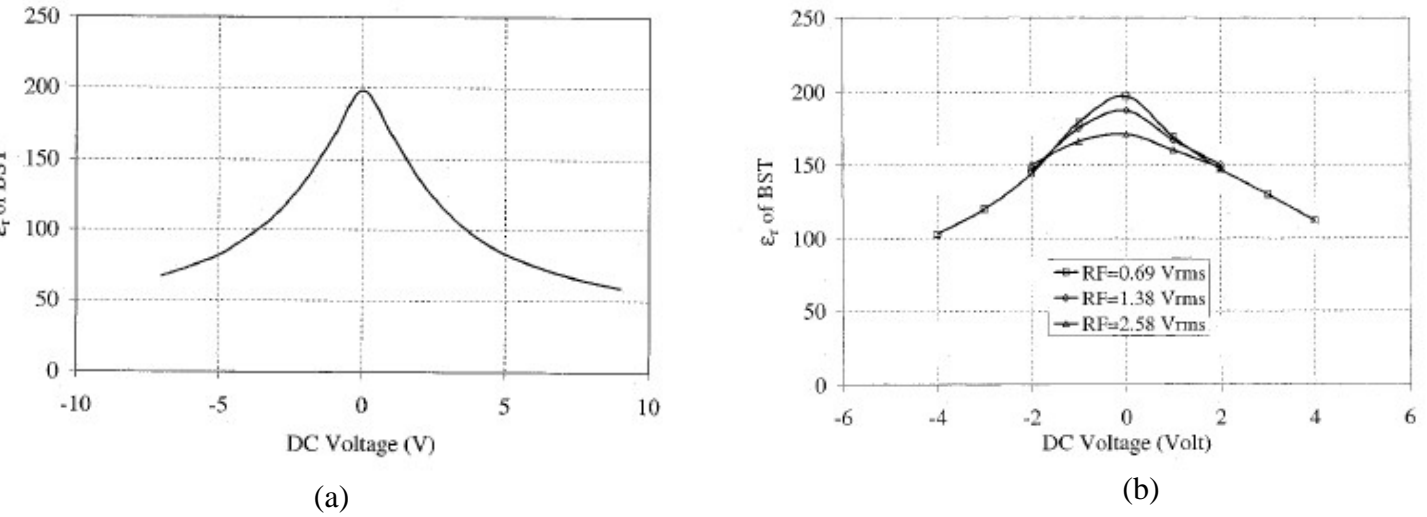


Figure 35. (a) Permittivité relative en fonction de la tension d'actionnement entre 45 MHz et 500 MHz (l'épaisseur BST est 700 Å et la taille de l'électrode supérieure est $50 \times 50 \mu\text{m}^2$), (b) Permittivité relative du BST pour de fortes tensions RF ($f=50 \text{ MHz}$, épaisseur 700 Å) [30].

6. Tableau récapitulatif

Réf.	Technologie	Dimensions (μm)	C _{Min}	Tension (V)	TR (%)	Q	Fréq. Self résonance (GHz)
Capacités variables à variation d'entrefer (Actionnement électrostatique)							
Université de Californie (Young, Boser) 1996, [7]	Electrode Al 1 μm Couche sacrificielle résine T<200°C	200x200	2.11pF	5.5	16	62@1GHz	-
Université de Colombia (Dec, Suyama) 1998, [9]	Procédé MUMPs Double couche sacrificielle	398x398	3.4 pF	9	88	16@1GHz	-
Université de l'Illinois (Zou) 2000, [10]	Substrat en pyrex Electrode inférieure Or Electrode supérieure Ni-Fe Couche sacrificielle Cu	90x90	32 fF	17	70	30@5GHz	-
Université du Michigan (Dussopt, Rebeiz) 2002, [11]	Electrode supérieure Or 0.8 μm aux extrémités, et 2.5 μm au centre	140x140	82 fF	24	58	120@34GHz	-
Nokia (Nieminem, Ermolov) 2002, [12]	Couches structurales en Or Diélectrique SiN Couche sacrificielle polymère	200x300	1.58 pF	17.7	125	66@1GHz	-
Université du Michigan (Peroulis) 2003, [13]	Double couche sacrificielle résine Poutres en Or	360x300	40 fF	22.5	300	>80@40GHz	-
Capacités variables à variation d'entrefer (Actionnement électro-thermique)							
Université du Colorado (Feng) 2001, [14]	Procédé MUMPs Flip-chip	600x600	0.5 pF	<1V	400	1050@1GHz 100@10GHz	29

Réf.	Technologie	Dimensions (μm)	C _{Min}	Tension (V)	TR (%)	Q	Fréq. Self résonance (GHz)
Capacités variables à variation d’entrefer (Actionnement piézoélectrique)							
LG Electronics (Park) 2001, [15]	Métal/PZT/Métal Flip Chip	200x200	80 fF	6	210	210@1GHz	-
Capacités variables ‘Zipping’							
Institut de technologie du Massachusetts (Huang) 1998 [16]	Procédé MUMPs	400x90	0.35 pF	20-35	150	-	-
Université de Columbia (Ionis) 2002, [17,18]	Procédé MUMPs	-	3.1 pF	35	46	6.5@1.5GHz	-
Laboratoire National Sandia (Nordquist) 2003, [19]	Membrane métallique	300x300	18 fF	7-30	20	100@25GHz	-
Capacités variables à variation de surface (Actionnement électrostatique)							
Rockwell (Yao) 1998, [20]	SOI	1 mm ²	3.28 pF	5	100	-	5
Rockwell (Yao) 2000, [21]	SOI	1 mm ²	1.3 pF	5.2	360	-	5
Université National de Séoul (SEONHO-SEOK) 2002, [22]	‘Bonding’ CMP	876x876	1.4 pF	8	10	4@2GHz	-

Réf.	Technologie	Dimensions (μm)	C _{Min}	Tension (V)	TR (%)	Q	Fréq. Self résonance (GHz)
Université de Californie (Nguyen) 2004, [24]	Electrodes à peignes SOI Substrat en verre Résine BCB	200x425	0.3 pF	30-50	30	273@1GHz	
Capacités variables à variation de surface (Actionnement électro-thermique)							
Université Carnegie Mellon (Fedder) 2003, [26,27]	CMOS	228x250		6-12	350	-	-
Capacités variables à variation de permittivité							
Université de Michigan (Yoon) 2000 [28]		300x300	1.21 pF	10	7.7	291@1GHz	-

7. Applications des capacités variables RF MEMS

7.1 VCO

Un VCO RF (Voltage Controlled Oscillator) est utilisé dans les chaînes d’émission-réception pour couvrir des hautes fréquences venants du signal aux basses fréquences. Les VCO doivent assurer une fréquence stable malgré les éléments variables comme la température, le vieillissement des composants ou le bruit du circuit. On utilise des capacités variables pour ajuster la fréquence désirée. On a besoin pour répondre aux exigences de capacités variables à fort facteur de qualité, d’une grande variation et d’une bonne linéarité. Les VCO conventionnels sont formés de circuits LC variable avec un facteur de qualité de 20 pour atteindre des performances de faibles bruits de phase. Les valeurs typiques des composants capacité et inductance sont respectivement de 2 pF et 5 nH. La variation de fréquence est atteinte grâce à celle de la capacité. Une variation de capacité minimum de 20 % est nécessaire pour varier la fréquence.

Le facteur de qualité du circuit LC peut être écrit :

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_{inductor}} + \frac{1}{Q_{capacité}} \quad (13)$$

Par exemple, si nous voulons atteindre un facteur de qualité d’au moins 15 pour le circuit LC, il nous faut des inductances de facteur de qualité de 20 et des capacités variables de facteur de qualité de 60.

Les capacités variables MEMS sont très intéressantes pour cette application, puisque nous pouvons atteindre des facteurs de qualité de plus de 60 %, voir paragraphes précédents. Mais, comme ces composants capacités MEMS sont sensibles aux basses fréquences, à la pression, aux vibrations et aux bruits thermiques, ils ne seront finalement intéressants qu’à des fréquences supérieures à 10 GHz.

En exemple, Dec et Suyama ont utilisé plusieurs capacités variables dans différents circuits VCO (Fig. 36). Dans l’article [9] la fréquence d’oscillation est de 1360 MHz, elle est de 1.9 GHz dans [31], et finalement un design d’oscillateur présente une fréquence de 2.4 GHz en [32].

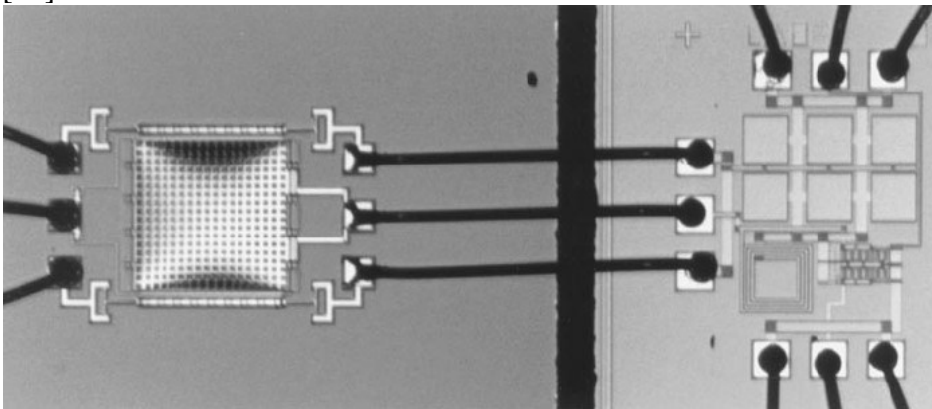


Figure 36. Image prise au microscope optique du VCO 2.4 GHz, basé sur les composants MEMS [32].

Le diagramme de circuit du VCO à 2.4 GHz, basé sur les composants MEMS est représenté à la figure 37. Le circuit résonant du VCO est constitué de 2 capacités variables C_D et des inductances L_b (fils de 'bonding') qui sont couplées ensemble par des inductances mutuelles M . La fréquence d'oscillation choisie est de 2.4 GHz, qui correspond à 2 capacités variables MEMS 1.4 pF et des inductances de 2.2 nH où l'inductance mutuelle entre les fils de 'bonding' est de 0.6 nH. L'inductance de couplage a un facteur de qualité estimé de 117 à 2.4 GHz et une capacité variable a un facteur de qualité de 11 à 2.4 GHz.

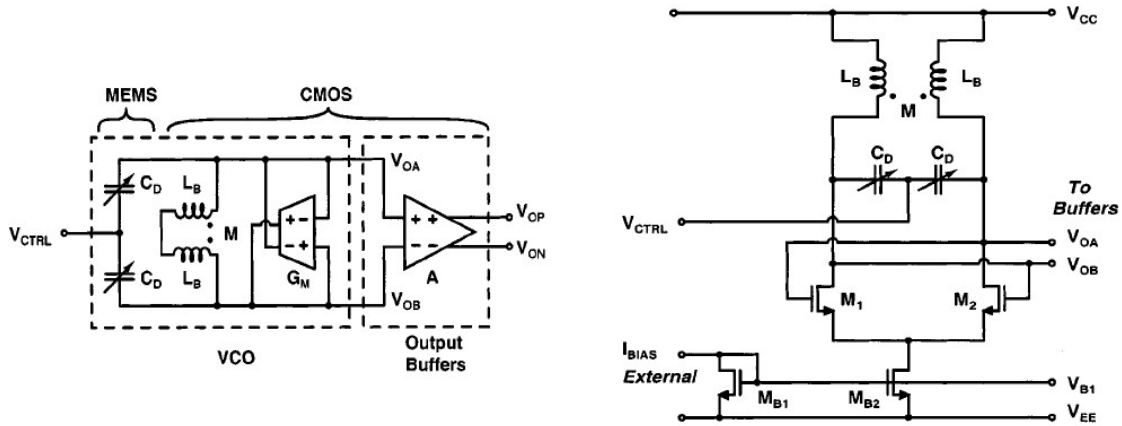


Figure 37. Diagramme de circuit du VCO 2.4 GHz [32].

La fréquence varie de 2400 à 2320 MHz à une tension de contrôle de 6 V. La variation de capacité est de 3.4 %. La puissance de sortie est de -14 dBm. Le spectre du bruit de phase est montré à la figure 38. Les bruits de phase sont respectivement de -93 dBc/Hz et -122 dBc/Hz à 100 kHz et 1 MHz.

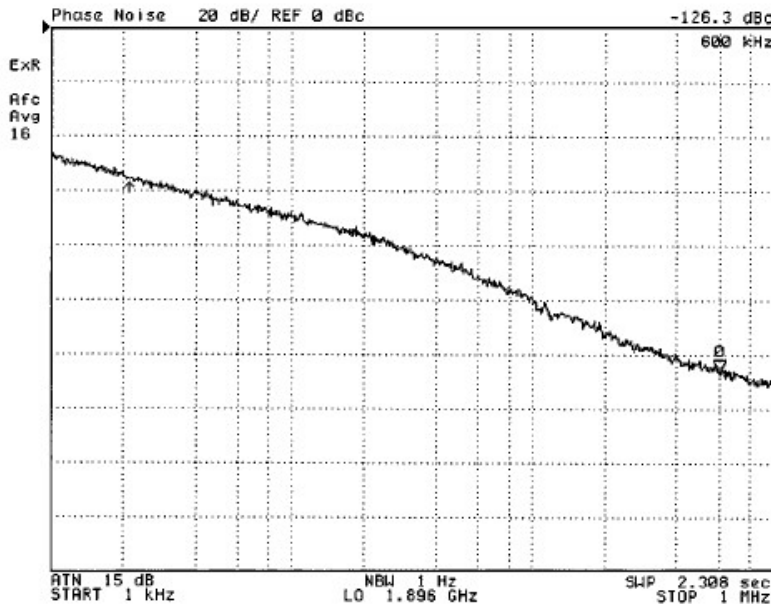


Figure 38. Spectre du bruit de phase du VCO MEMS [32].

Le coefficient de qualité de la capacité et les non-linéarités ont de l'influence sur le bruit de phase.

7.2 Filtres accordables

Les filtres multi-usages utilisent des capacités variables pour ajuster leur bande passante. Comme exemple, la publication [33] de l'université du Michigan, présente 2 filtres MEMS : un filtre appelé 'miniature' et un autre variable passe-bande, de 18 à 22 GHz, utilisant des poutres comme capacités variables MEMS.

Le premier filtre est du troisième ordre avec une variation de bande passante de 8.6% et il utilise des lignes de transmissions de guide d'onde coplanaire sur substrat quartz ($\epsilon_r = 3.8$, $\tan\delta = 0.0002$) au dessous des poutres MEMS.

Le filtre appelé 'miniature' est 3 fois plus petit en taille (3.6 mm) que les filtres standards avec des pertes d'insertion de 2.9 dB à 21.1 GHz (Fig. 39).

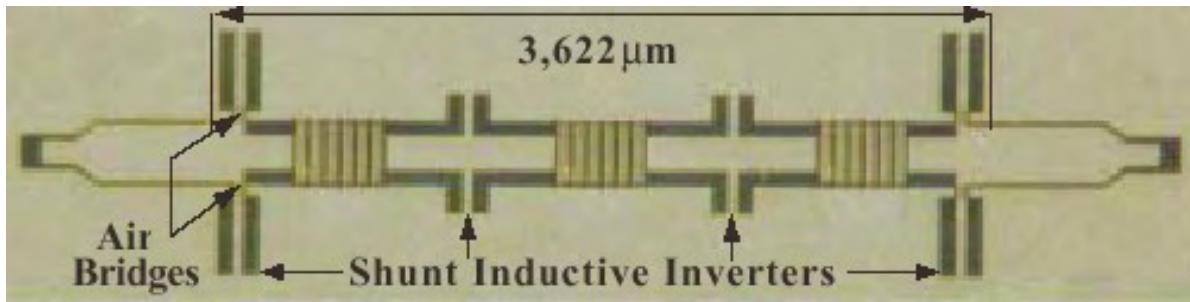


Figure 39. Filtre variable 'miniature' utilisant des poutres MEMS suspendues [33].

Dans le cas du filtre variable (Fig. 39), les poutres sont utilisées comme capacités variables pour varier la bande passante (Fig. 40). Ces filtres sont fabriqués sur substrat en verre ($\epsilon_r = 4.6$, $\tan\delta = 0.0006$). La variation de fréquence est de 14 %, de 18.6 à 21.4 GHz. Les tensions d'actionnement sont de 0 à 80 V et les réponses du filtre passe bande pour différentes tensions sont représentées à la figure 41.

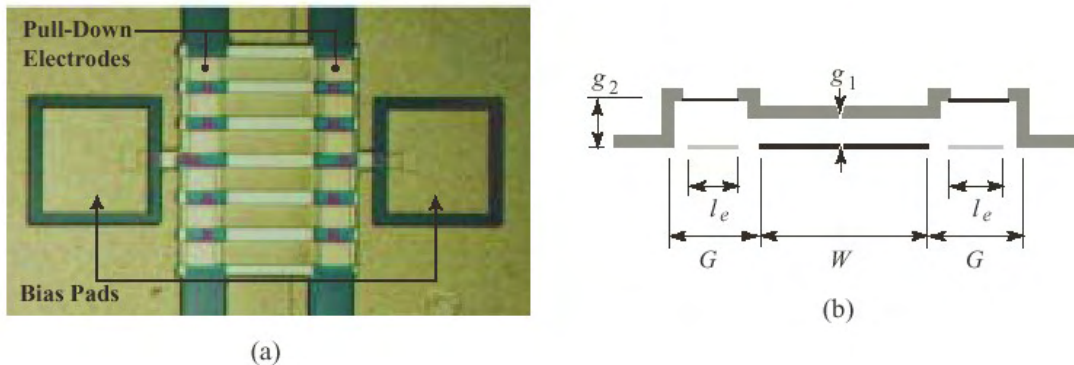


Figure 40. (a) Image au microscope optique des poutres, (b) Vue en coupe de ces dernières [33].

La variation de la capacité engendre un comportement non linéaire des filtres. En effet, le comportement non-linéaire est directement lié à la réponse mécanique des poutres.

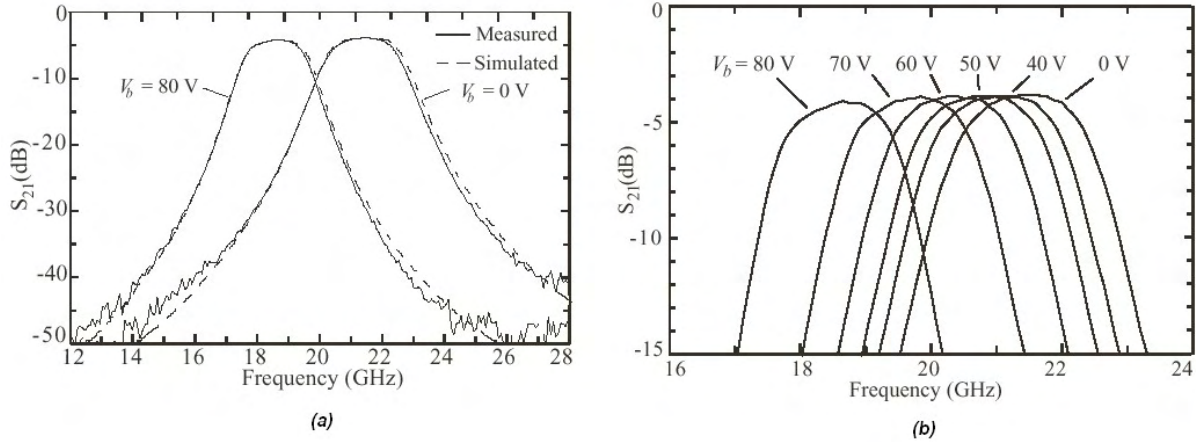


Figure 41. Réponse en fréquence du filtre variable MEMS pour différentes tensions [33].

7.3 Déphaseur

Les déphaseurs sont des composants essentiels dans les applications radar et les télécommunications modernes, notamment pour les matrices d’antennes, ils permettent l’ajustement en phase des différents éléments constituant l’antenne. Souvent placé en bout de chaîne juste avant une antenne, leurs pertes ont une grande influence sur le bon fonctionnement du système. Les composants capacités variables sont donc très intéressants pour réaliser des déphaseurs car ils ont de faibles pertes.

En exemple, l’université du Michigan a présenté en 2002 un exemple de design analogique ayant 5 dB de pertes pour un déphasage de 360° soit un déphasage/perte d’environ $70^\circ/\text{dB}$ de 75 à 110 GHz (Fig. 42). Il est fabriqué avec des composants capacités variables en forme de poutre distribués périodiquement sur une ligne coplanaire. La valeur de la capacité est modifiée lorsqu’une polarisation électrostatique est appliquée à chaque composant MEMS, ceci permet de contrôler électriquement la phase équivalente de la ligne. Les déphaseurs intégrant des composants microélectromécaniques présentent peu de pertes comparés aux composants semi-conducteurs.

La figure 42 montre une photo de la ligne de transmission et des poutres suspendues au-dessus.

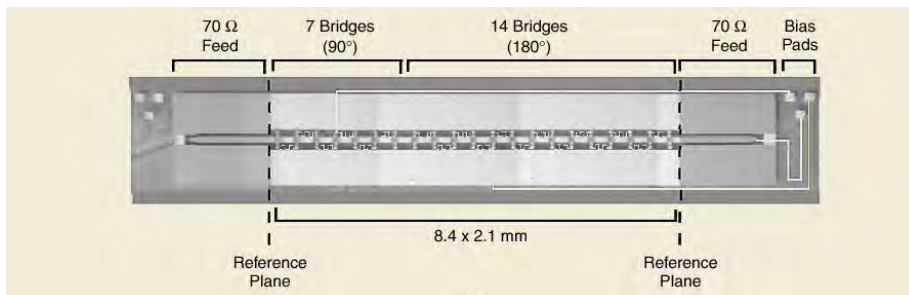


Figure 42. Exemple de déphaseur ‘Ka-band’ [34]

8. Capacités variables semi-conducteur

On a souvent dit que les capacités variables MEMS étaient une alternative aux capacités variables MOS et à jonction PN, notamment en terme de variation de capacité. Nous allons présenter les caractéristiques de ces composants semiconducteurs afin de les comparer avec les composants MEMS.

8.1 Varactor à jonction PN

La vue en coupe à la figure 43 montre la structure classique d'une jonction PN [35]. La fonction de varactor est liée à la capacité de jonction C_j , qui est le résultat de la région de déplétion entre les zones p+ et le puit n (n well). La capacité de jonction est en principe équivalente à une capacité à électrodes parallèles. Le diélectrique est formée par la région de déplétion. La capacité est alors une fonction de la largeur de la zone de déplétion, contrôlée par la tension V_r appliquée entre l'anode (A) et la cathode (C).

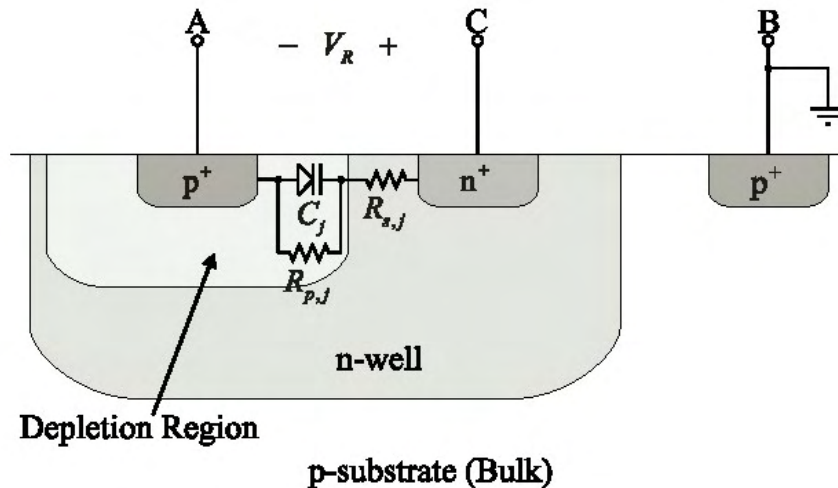


Figure 43. Vue en coupe de la jonction PN [35].

Si V_r est faible, la largeur de la zone de déplétion est faible, et par conséquent la valeur de la capacité est grande.

Si V_r augmente, la zone de déplétion augmente, et donc la valeur de la capacité diminue.

Les pertes sont modélisées par les résistances séries $R_{s,j}$ et parallèles $R_{p,j}$.

La publication [35] nous présente un varactor diode hyper abrupte qui présente une variation de capacité de 230 % sous une tension de 3 V et un facteur de qualité de 200 à 2 GHz (Fig. 44).

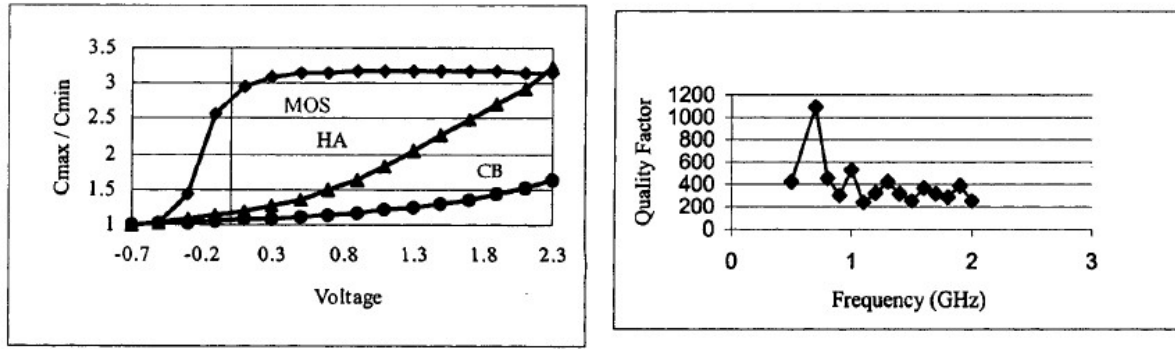


Figure 44. Courbe $C(V)$ et facteur de qualité des varactor diodes à jonction PN [35].

8.2 Varactor MOS

Le principe du varactor MOS est expliqué dans [36]. La vue en coupe de la structure est montrée à la figure 45.

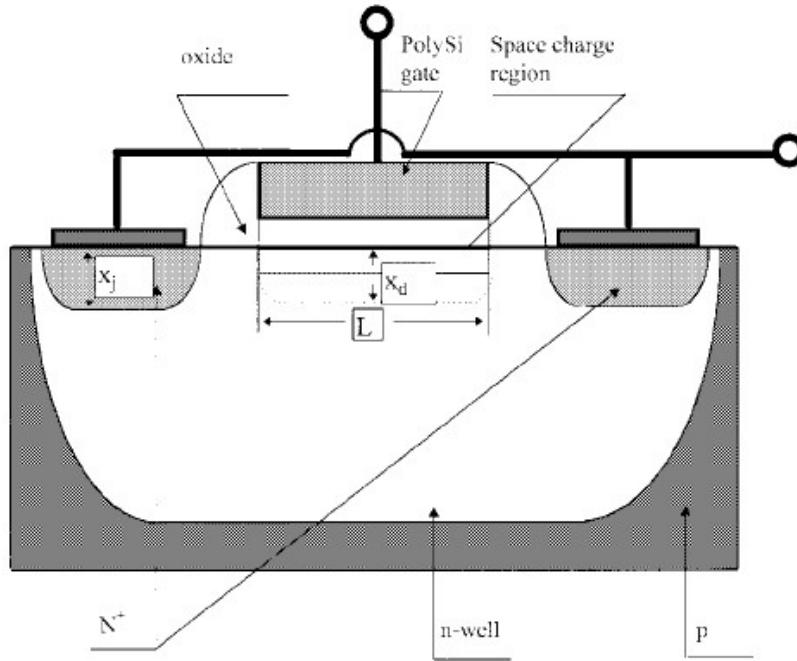


Figure 45. Vue en coupe de la structure varactor MOS [36].

Un varactor nMOS est constitué d'un drain relié à la source et d'une grille. Le principe du varactor est de passer du mode de déplétion à celui d'inversion qui permet alors de passer de la capacité minimum à la capacité maximale. La capacité est donnée par :

$$C_0 = \left(\frac{1}{C_{ox}} + \frac{1}{C_{Si}} \right)^{-1} \quad (14)$$

avec C_{ox} et C_{si} sont respectivement les capacités oxyde et la capacité de la couche de déplétion sous la grille, par unité de surface.

Une faible tension positive appliquée entre la grille et la source-drain crée une zone de déplétion sous la grille [36].

La capacité grill / source – drain est égale aux capacités issues de la zone de déplétion (C_d) et de l'oxyde (C_{ox}) en série.

Si la tension de grille augmente, la zone de déplétion s'étend dans le substrat, ce qui engendre une augmentation de la capacité. Lorsque la tension de grille dépasse un certain seuil, un canal d'inversion se crée à la surface du silicium. A l'inversion, la capacité maximale est atteinte, équivalente à la capacité dans l'oxyde (C_{ox}).

Le facteur de qualité est limité essentiellement par les résistances parasites R qui existent entre le contact n+ et le bord de la région de déplétion.

De plus, le facteur de qualité change lors de la variation de la capacité. En effet, ce phénomène, montré à la figure 46, est du à l'augmentation des résistances séries, avant le régime de déplétion.

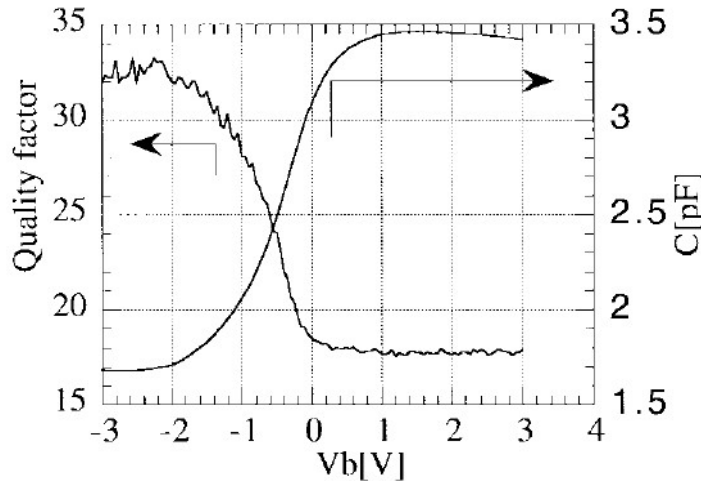


Figure 46. Capacité et facteur de qualité en fonction de la tension appliquée V_b à 1.8 GHz [36].

Un varactor MOS réalisé avec la technologie SOI est présenté en 2002 par l'université Carleton [37] avec des caractéristiques très intéressantes, telles qu'une variation de capacité de 500% et un facteur de qualité supérieure à 95 à 1 GHz.

Les varactors semi-conducteurs présentent aujourd'hui de nombreux avantages : faible coût, encombrement faible, intégration, bonne variation de capacité.

Par contre, pour des raisons d'applications, telles que les VCO par exemple, nous avons besoin pour de grande fréquence de fort facteur de qualité et de grande variation de capacité. Pour ces raisons principales, nous avons décidé de nous orienter vers les composants capacités variables MEMS. En effet, ils présentent des grande variations ainsi que des facteurs de qualité très intéressants au-delà de 2 GHz.

Conclusion

Il existe de nombreuses structures différentes de capacités variables pour des applications RF.

Nous avons détaillé dans ce chapitre l'état de l'art le plus complet possible afin de déterminer et analyser les composants MEMS existants. En effet, avant tout travail de recherche, il est bon d'avoir plus qu'une idée sur ces composants capacités variables MEMS.

Les capacités variables MEMS à peignes interdigités ont une variation de capacité de 740% et un facteur de qualité très forts (200-50) à 400-1600 MHz [22][23]. Les capacités MEMS à électrodes parallèles sont limitées en terme de variation de capacité ; cette limitation est principalement due à l'effet 'pull-in' [9]. Pour augmenter cette variation de capacité, d'autres solutions ont été mises en œuvre, notamment avec 2 gaps avec une dissociation entre les électrodes d'actionnement et de capacité [11,12]. Enfin, des capacités variables MEMS 'zipping' permettent d'éviter l'effet 'pull-in' et donc augmenter la variation de capacité [20,21].

De plus, les varactors semi-conducteur (jonctions pn et MOS) ont aussi des bonnes performances mais limitées en fréquence, notamment pour les VCO.

Suite à cette investigation, nous avons décidé de choisir une structure de capacité variable MEMS à électrodes fragmentées et à variation de surface. En effet, compte tenue des performances requises dans le cas des VCO et des filtres accordables (2-5 GHz), des composants MEMS à fort facteur de qualité et à forte variation de capacité s'imposent.

Enfin, il a fallu décidé sur les choix des actionnements. En effet, plusieurs principes permettent d'actionner la capacité et donc varier cette dernière : piézoélectrique, électrostatique, électrothermique. Le premier fait appel à des matériaux spécifiques non présents dans les techniques de fabrication classique. Nous nous sommes donc focalisé sur les deux actionnements électrostatique et électrothermique.

Bibliographie

- [1] TILMANS I.C.,
'Mems components for wireless communications', 16th European conference on solid-state transducers, 15-18 september 2002
- [2] YOUNG AND BOSER,
'A micromachined variable capacitor for monolithic low-noise VCOs', Solid State Sensor and Actuator Workshop Hilton Head, South Carolina, 1996
- [3] BAO M.H,
'Micromechanical transducers : pressure sensors, accelerometers and gyroscopes', Handbook of sensors and actuators, tome 8, S. Middelhoeck, Elsevier, p. 144-146, 2000.
- [4] REBEIZ GABRIEL M.,
'RF MEMS, Theory design and technology', University of Michigan USA
- [5] VIZMULLER PETER, Book
'RF Design Guide : systems, circuits and equations', Artech House 1995
- [6] NAVARRO DONDEE, et al.
'On the validity of conventional MOSFET nonlinearity characterization at RF switching', IEEE Microwave and wireless components letters, vol. 16, no. 3, 2006
- [7] YOUNG D.J. AND BOSER B.E.,
'A micromachined variable capacitor for monolithic low-noise VCO's', Solid State and Actuator Workshop, Hilton Head, p. 86-89, June 1996.
- [8] YOUNG D.J., MALBA V., OU J.-J, et al.,
'A low-noise RF voltage-controlled oscillator using on-chip high-Q three dimensional coil inductor and micromachined variable capacitor', Proceeding IEEE Solid-State and Actuator Workshop, p. 128-131, Hilton Head Island, SC, June 1998.
- [9] DEC AND SUYAMA K.,
'Micromachined electro-mechanically tunable capacitors and their applications to RF IC's', Trans. On Microwave Theory and Techniques, vol. 46, No. 12, p. 2587-2596, 1998.
- [10] ZOU J., LIU C., et al.,
'Development of a wide tuning range MEMS tunable capacitor for wireless communication systems', Electron Devices Meeting, IEDM Technical Digest, p. 403-406, 2000.
- [11] DUSSOPT L., REBEIZ G.M.,
'High-Q millimeter-wave MEMS varactors : extended tuning range and discrete-position design', Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, vol. 2, p. 1205-1208, 2002.

- [12] NIEMINEM H., ERMOLOV V., NYBERGH K., SILANTO S., RYHANEN T.,
'Microelectromechanical capacitors for RF applications', Journal of Micromechanics and Microengineering, vol. 12, p. 177-186, 2002.
- [13] PEROULIS, KATEHI D., L.P.B.,
'Electrostatically-tunable analog RF MEMS varactors with measured capacitance range of 300%', Microwave Symposium Digest, IEEE METT-S International, vol.3, p. 1793-1796, 2003.
- [14] ZHIPING-FENG, HUANTONG-ZHANG, GUPTA-KC, et al.,
'MEMS-based series and shunt variable capacitors for microwave and millimeter-wave frequencies', Technical Digest, Solid-State Sensor and Actuator Workshop, no.3, p. 256-265, 2001
- [15] PARK JY, YEE YJ, NAM HJ, BU JU,
'Micromachined RF MEMS tunable capacitors using piezoelectric actuators', IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 3, 2001.
- [16] HUNG E.S AND SENTURIA S.D,
'Tunable capacitors with programmable capacitance-voltage characteristics', Proceeding of solid-state sensors and actuators workshop, IEEE, p. 292-295, 1998.
- [17] IONIS GV, DEC A, SUYAMA K,
'A zipper-action differential micro-mechanical tunable capacitor', Microelectromechanical Systems Conference, Berkeley, Vol. 29-32, 2001
- [18] IONIS GV, DEC A, SUYAMA K,
'Differential multi-finger MEMS tunable capacitors for RF integrated circuits', Proceedings of 2002 International Microwave Symposium (MTT 2002), vol. 1. vol. 1, p. 345-348
- [19] NORDQUIST C-D, MUYSHONDT A, PACK M-V, et al.,
'A MEMS high-Q tunable capacitor for reconfigurable microwave integrated circuits', Conference : MEMS Components and Applications for Industry, Automobiles, Aerospace, and Communication II, 2003
- [20] YAO J.J., PARK S. AND DENATALE J.,
'High tuning ratio MEMS based tunable capacitors for RF communications applications', Proceedings of solid-state sensors and actuators workshop, IEEE, p. 124-127, 1998.
- [21] YAO J.J, PARK S., ANDERSON R., DENATALE,
'A low power/low voltage electrostatic actuator for RF MEMS applications', Proceedings of solid-state sensors and actuators workshop, IEEE, p. 246-249, 2000.
- [22] SEONHO-SEOK, WONSEO-CHOI, KUKJIN-CHUN,
'A novel linearly tunable MEMS variable capacitor', Journal of Micromechanics and Microengineering, n. 1, p. 82-86, 2002.

- [23] SEONHO-SEOK, CHU-NAM, KUKJIN-CHUN,
'MEMS variable capacitor for one-chip RF front end', Conf. Micromachining and Microfabrication, Proceedings of the SPIE-The International Society for Optical Engineering, p. 26-33, 2000.
- [24] NGUYEN H., HAD D., PATTERSON P.R., PIYWATTANAMETHA W., et al.,
'Angular vertical comb-driven tunable capacitor with high tuning capabilities', Journal of Microelectromechanical systems, Vol.3, p. 406-413, 2004.
- [25] WILSON JM, BASHIRULLAH R., NACKASHI DP, WINICK DA, et al.,
'Design of rotating MEMS tunable capacitors for use at RF and microwave frequencies', Design, Characterization, and Packaging for MEMS and Microelectronics, p. 186-197, 2001.
- [26] OZ A., FEDDER G.,
'CMOS RF-MEMS tunable capacitors', Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, 2003.
- [27] OZ A., FEDDER G.,
'RF CMOS-MEMS capacitor having large tuning range', Transducers, Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, 12th International Conference, 2003.
- [28] YOON J.B. AND NGUYEN T.-C.,
'A high-Q tunable micromechanical capacitor with movable dielectric for RF applications', IEEE Int. Electron Devices Meeting, p. 489-492, 2000.
- [29] YORK, NAGRA R., ERKER A., TAYLOR E., et al.,
'Microwave Integrated Circuits using Thin-Film BST', Applications of ferroelectrics, Proceeding of 12th IEEE International Symposium on, 2000.
- [30] TOMBAK, MARIA A., AYGUAVIVES J.P., et al.,
'Tunable barium strontium thin film capacitors for RF and microwave applications', IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 12, 2002.
- [31] DEC A., SUYAMA K.,
'A 1.9 GHz micromachined-based low-phase-noise CMOS VCO', Solid-State Circuits Conference, Digest of Technical Papers, p. 80-81, 1999.
- [32] DEC A. AND SUYAMA K.,
'Microwave MEMS-based voltage-controlled oscillators', IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 48, n.11, p.1943-1949, 2000
- [33] ABBASPOUR-TAMIJANI, DUSSOPT A., REBEIZ L.,
'Miniature and tunable filters using MEMS capacitors', Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, vol. 51, Issue 7, p. 1878-1885, 2003.

[34] REBEIZ G.M., TAN G.L., HAYDEN J.S.,
'RF MEMS phase shifters : design and applications', IEEE Microwave Magazine, vol. 3,
issue 2, p. 72-81, 2002.

[35] ERIK PEDERSEN,
'RF CMOS varactors for 2 GHz applications', Analog Integrated Circuits and Signal
Processing, p. 27-36, <http://cpk.auc.dk/risc/theses/2001/pedersen.pdf>

[36] SVELTO, ERRATICO F., MANZINI P., CASTELLO S.,
'A metal oxide semiconductor varactor', Electron Device Letters, IEEE, p. 164-166, Vol. 20,
Issue 4, 1999.

[37] FONG N., TARR G., ZAMDNER N., PLOUCHARD J.-O., PLETT C.,
'Accumulation MOS varactors for 4 to 40 VCOs in SOI CMOS', SOI Conference, IEEE
International, p. 158-160, 2002.

Introduction

Le chapitre précédent a présenté l'état de l'art des capacités variables et les applications de ces dernières. Suite à l'étude bibliographique concernant ces composants passifs MEMS capacités variables, nous avons décidé de nous orienter vers un choix d'une variation de surface pour changer la valeur de la capacité. De plus, deux actionnements ont porté notre intérêt pour varier la surface en regard entre les deux électrodes : les actionnements électro-thermiques et électrostatiques.

Dans un premier temps, nous allons présenter les schémas de principe des structures choisies, en développant les supports bibliographiques qui nous ont permis de faire ces choix. Une étude, notamment sur les géométries des bras d'actionnement électro-thermique et des bras d'ancrage de l'actionnement électrostatiques sera effectuée en précisant les constantes de raideurs suivant les axes x et z . En effet, les déplacements dans le plan de ces actionnements nécessitent une étude préliminaire sur la raideur de ce bras.

Ensuite, nous modéliserons, d'une manière analytique et par éléments finis avec le logiciel ANSYS, ces actionnements électro-thermiques et électrostatiques, tout en détaillant les mécanismes thermiques, mécaniques et électrostatiques. Nous pourrons alors comparer les résultats de simulation analytiques et ceux par éléments finis ANSYS.

Enfin, nous estimerons par éléments finis ANSYS les valeurs de la capacité proprement dite. Nous mettrons en évidence l'influence des effets de bords ('fringing field') sur la valeur de la variation de la capacité. Nous pourrons ainsi optimiser le design initial des capacités variables en vue d'obtenir des performances de variations plus intéressantes.

2.1 Actionnement Electro-thermique

2.1.1 Présentation et Principe

Plusieurs principes de capacités variables MEMS ont été proposés ces dernières années dans le but d'accroître la plage de variation accessible. Des capacités variables à deux ou trois électrodes parallèles à actionnement électrostatique vertical (variation d'entrefer) montre une plage de variation limitée due à l'effet de collage ou 'pull-in' (les forces électrostatique et élastique ne sont plus en équilibre [1,2]. D'autres travaux ont montré des solutions intéressantes par variations latérale et rotationnelle de la surface de la capacité [3,4]. La figure 1 illustre la solution de la capacité par variation de surface latérale. La capacité variable est constituée de deux électrodes fragmentées (i) une électrode inférieure fixe et (ii) une électrode suspendue au dessus d'un gap d'air et mobile latéralement. En effet, à la position initiale, les électrodes fragmentées sont en regard, la capacité est alors maximale. Ensuite, lorsque l'électrode suspendue se déplace d'une largeur de peigne, les électrodes ne sont plus en regard, la capacité est alors minimale. La surface en regard des deux électrodes a changé et donc la capacité a varié.

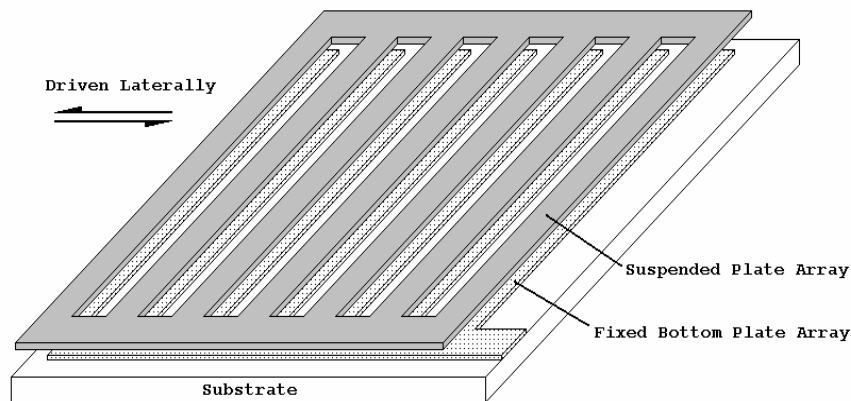


Figure 1. Schéma de principe de la capacité MEMS à électrodes fragmentées et à variation de surface [3].

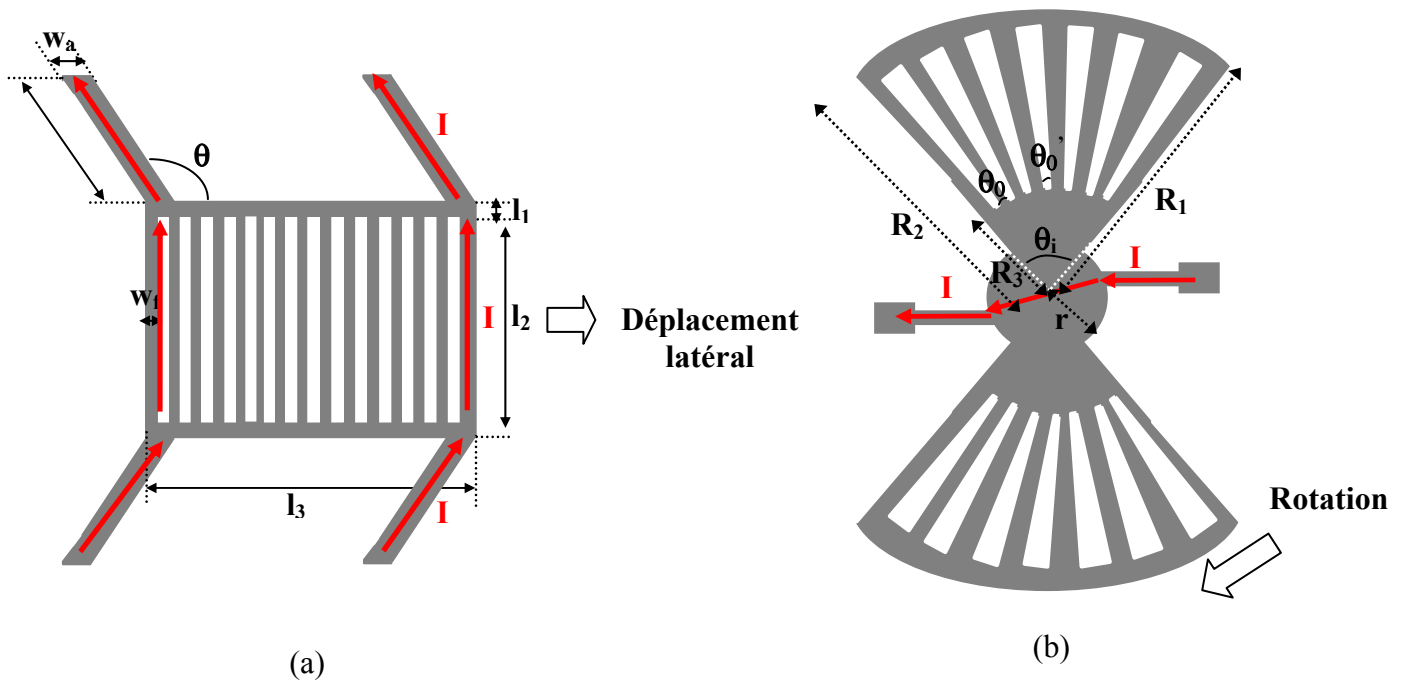


Figure 2. Schéma de principe des capacités variables MEMS à actionnements électro-thermiques : déplacements (a) latéral, (b) rotation.

Plusieurs possibilités d'actionneurs fonctionnant avec différentes forces peuvent être utilisées pour créer un déplacement. Pour avoir le meilleur rapport de variation et donc obtenir des déplacements supérieurs à 5 μm , l'actionnement électro-thermique a été proposé pour déplacer l'électrode suspendue et donc faire varier la capacité entre les deux électrodes. En effet, l'actionnement électrothermique a attiré tous les concepteurs de microsystèmes au fur et à mesure que les limitations des actionneurs électrostatiques ont été rencontrées. En effet, les actionneurs électrothermiques présentent l'intérêt de développer un déplacement et une force plus importants

que les actionneurs électrostatiques tout en prenant moins de place sur les wafers. De plus, les actionneurs électrothermiques en aluminium par exemple peuvent fonctionner grâce à des régimes de courant ou tension compatibles avec les circuits électroniques CMOS intégrés classiques. Tous ces avantages permettent une utilisation des actionneurs électrothermiques dans les capacités variables [5]. Néanmoins, ces actionneurs présentent un désavantage majeur, celui de la consommation. Les figures 2a et 2b montrent respectivement les schémas de principe des capacités variables MEMS à actionnements électro-thermique latéral et rotationnel.

L'actionnement électro-thermique est basé sur la dilatation thermique d'un même matériau. Les déplacements sont horizontaux. Ce principe utilise des géométries inclinées dans un même niveau structurel pour générer un mouvement comme cela est illustré figure 2a. En effet, l'actionneur est constitué de deux bras chauds inclinés et reliés par un bras de jonction (Fig. 2a). Les extrémités libres de ces bras sont ancrées au substrat de façon indépendante. C'est en appliquant un courant entre ces deux ancrages que l'on crée un apport d'énergie thermique par effet Joule. Les bras chauds se dilatent pour venir pousser de façon symétrique sur la partie centrale de l'actionneur. Cette partie subit alors un mouvement vers la droite (latéralement) Fig. 2a. Le principe est le même dans le cas de la figure 2b, mais dans ce cas nous obtenons une rotation de la structure.

Nous allons donc expliquer le phénomène physique lié à l'actionnement électro-thermique.

Lorsque l'on soumet un matériau (Al) à un échauffement, il subit une dilatation thermique non contrainte caractérisée par le coefficient d'expansion thermique défini par [6] :

$$\Delta l = l\alpha\Delta T \quad (1)$$

où l et Δl sont la longueur initiale et la variation de longueur du bras d'actionnement, α est le coefficient d'expansion thermique et ΔT est la variation de température imposée au bras. Dans ce cas, l'expansion thermique est élastique.

Par contre, lorsque l'expansion thermique est contrainte, toute expansion du bras est bloquée, en l'occurrence par des ancrages. L'expansion thermique contrainte peut alors être assimilée à une force de compression liée à l'expansion Δl que le bras subirait en non-contraint. La force exercée est alors (en s'appuyant sur la loi de Hooke) :

$$F = l\alpha\Delta TAE = AE\Delta l \quad (2)$$

où F est la force thermique due à l'expansion du matériau, A est la surface du bras d'actionnement et E est le module de Young du matériau considéré.

Dans la réalité, nous obtenons une combinaison entre ces expansions contrainte et non-contrainte. L'énergie thermique créée par l'élévation de température permet de générer un travail utile se traduisant à la fois par un déplacement (cas de l'expansion thermique non contrainte) et une force (cas de l'expansion thermique contrainte).

2.1.2 Mécanismes physiques

Nous allons détailler les mécanismes physiques mis en jeu lors de l'actionnement électro-thermique [7]. Il y a plusieurs facteurs qui déterminent la génération et la propagation de la chaleur. Dans le cas qui nous intéresse, on a tout d'abord, à l'origine, l'échauffement de l'Al par effet Joule, suite à la circulation d'un courant. Ensuite on a la propagation de chaleur, soit à travers les matériaux, soit dans l'air. On peut aussi tenir compte de la convection, qui est un échange thermique avec un fluide, ici l'air. Le fait que l'air soit en mouvement affecte le gradient de température que l'on peut observer lors d'un échange thermique entre deux matériaux de températures différentes. Enfin, la matière, quelle qu'elle soit, à toute température différente de 0 K, émet des radiations, c'est-à-dire des photons. Ces radiations sont également des pertes d'énergie ; de même, tout objet environnant est générateur de radiations qui atteignent la structure. Cependant une estimation rapide donne, pour une température raisonnable, des pertes par radiation négligeables devant les autres pertes.

(i) L'électrode en Al est chauffée par effet Joule et est donc la source de chaleur. On peut calculer la puissance thermique dégagée à partir de la puissance électrique qui traverse l'électrode. Cette puissance est de la forme :

$$P_{Thermique} = U_{eff} \cdot I_{eff} = \frac{U^2}{R}, \quad (3)$$

avec la résistance R donnée par :

$$R = \frac{\rho_{AlSi} \cdot L}{A}, \quad (4)$$

où L est la longueur totale de l'électrode et A l'aire de sa section.

On exprime la puissance en fonction de la tension plutôt que du courant, car c'est une tension constante qui sera appliquée aux bornes de l'électrode de chauffage. La déformation de l'actionneur va entraîner une variation de la résistance R au cours de l'expérience. L'Al voit sa résistivité augmenter avec la température, on écrit donc :

$$P_{Thermique} = \frac{U^2 \cdot A}{\rho_{AlSi}(T) \cdot L}, \quad (5)$$

$P_{Thermique}$ est la puissance électrique fournit par le générateur de chaleur.

(ii) Dans la structure, on observe plusieurs cas de conduction thermique : la conduction à travers l'Al lui-même, la conduction entre l'Al et l'oxyde, à travers les ancrages et celle entre l'oxyde et le substrat. Les échanges avec l'air ne sont pas traités de la même manière, l'air est un fluide, et les échanges sont considérés dans le cadre de la convection. La conduction est donc un transfert d'énergie sous l'influence d'une différence de température, d'un point chaud vers un point froid, voir figure 3.

La théorie de la conduction repose sur l'hypothèse de Fourier selon laquelle la densité du flux thermique est proportionnelle au gradient de température. Ainsi le flux de chaleur transmis par conduction (en W) s'exprime comme :

$$\varphi_{conduction} = -kS \frac{\delta T}{\delta x} \quad (6)$$

avec k la conductivité thermique du milieu (en $\text{W.m}^{-1}.\text{°C}^{-1}$), S l'aire de la surface de passage du flux (en m^2), T la température (en °C) et x la variable d'espace dans la direction du flux (en m).

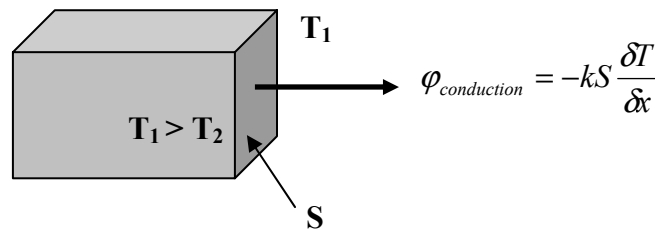


Figure 3. Flux de chaleur transmis par conduction.

(iii) La convection est l'échange thermique entre une surface solide et un fluide (Figure 4). Les molécules des fluides étant par définition hautement mobiles, elles sont sujettes à déplacement, et on ne retrouve pas la variation régulière simple de température comme entre deux matériaux solides. Ici on a un cas de convection sur toute la surface de la poutre. Il existe deux types de convection :

- La convection libre qui est un échange avec un fluide non sollicité
- La convection forcée dans laquelle on provoque une circulation du fluide pour optimiser l'évacuation de la chaleur.

On ne parlera ici que de convection libre, étant donné qu'il n'y a aucun système de ventilation particulier pour l'air autour de la structure.

Ce mécanisme est régi par la loi de Newton ce qui permet d'exprimer le flux de chaleur transmis par convection (en W) comme :

$$\varphi_{convection} = h_c S (T_{Al} - T_{\infty}) \quad (7)$$

avec h_c le coefficient de transfert de chaleur par convection (en $\text{W.m}^{-2}.\text{°C}^{-1}$), T_{Al} la température à la surface du solide (en °C) et T_{∞} la température du fluide (en °C).

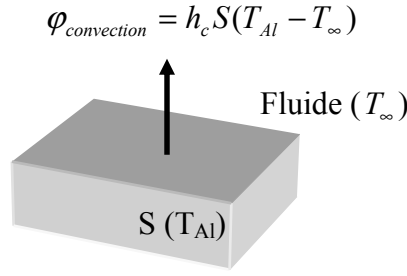


Figure 4. Flux de chaleur échangé par convection.

Dans notre cas, la convection a lieu vers le substrat à travers une couche d'air et une couche d'oxyde mais aussi vers le milieu ambiant dans lequel est plongée la structure. Du fait que l'échange thermique reste en régime laminaire, les pertes de chaleur par convection vers le substrat et vers le milieu ambiant seront assimilées à des pertes par conduction à travers une résistance thermique R_T selon l'expression :

$$\varphi_{convection} = S \frac{\Delta T}{R_T}, \quad (8)$$

où ΔT est la différence de température entre le solide et le fluide ambiant.

Le coefficient de convection thermique est difficile à estimer en pratique. Il dépend pour un système à l'air libre de la température, de la pression, de l'aération locale autour de la surface considérée.

(iv) Tout corps à une température supérieure à 0 K émet un rayonnement électromagnétique, autrement dit, émet des photons générés par l'agitation moléculaire, c'est l'effet de la radiation thermique : transfert d'énergie électromagnétique entre deux surfaces, voir figure 5. Le flux de chaleur échangé par rayonnement s'exprime (en W) comme :

$$\varphi_{radiation} = \sigma \epsilon_{Al} S (T_{Al}^4 - T_{\infty}^4), \quad (9)$$

avec σ la constante de Stefan ($5.67 \cdot 10^{-8} \text{ W.m}^{-2}.\text{K}^{-4}$), ϵ_{Al} le facteur d'émission de la surface (0.3 [9]), T_{Al} la température à la surface du solide (en K) et T_{∞} la température du fluide (en K).

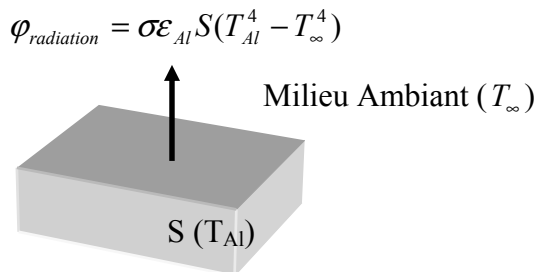


Figure 5. Flux de chaleur échangé par rayonnement.

En accord avec une comparaison réalisée entre l'énergie perdue par radiation et l'énergie créée par effet Joule dans les actionneurs électrothermiques [10], la dissipation de chaleur vers le milieu ambiant par radiation sera négligée dans cette étude.

2.1.3 Modélisation de l'actionneur électro-thermique

2.1.3.1 Modélisation analytique

L'analyse par modélisation de l'actionneur électro-thermique permet, à partir du courant appliqué, de connaître la répartition de la température dans l'actionneur. Ensuite, nous pourrions en déduire l'allongement du bras, et par conséquent la rotation de la structure. Prenons le cas de l'actionnement latéral dont le schéma de principe est décrit à la figure 2a. Nous allons aborder les équations qui sont à la base de l'étude électro-thermique pour montrer ainsi le profil de température sur un bras d'actionnement.

La réponse électrothermique des bras de l'actionneur qui sont fabriqués dans une couche d'Al est simplifiée par un problème monodimensionnel [8] puisque la longueur des bras (200 μm) est grande devant leur section (4 μm x 8 μm).

Après avoir examiné les différents mécanismes d'échanges de chaleur, une portion d'un bras de l'actionneur de longueur Δx (Figure 6) est prise en compte pour faire l'étude des transferts thermiques. La couche d'oxyde est imposée par le procédé technologique comme diélectrique.

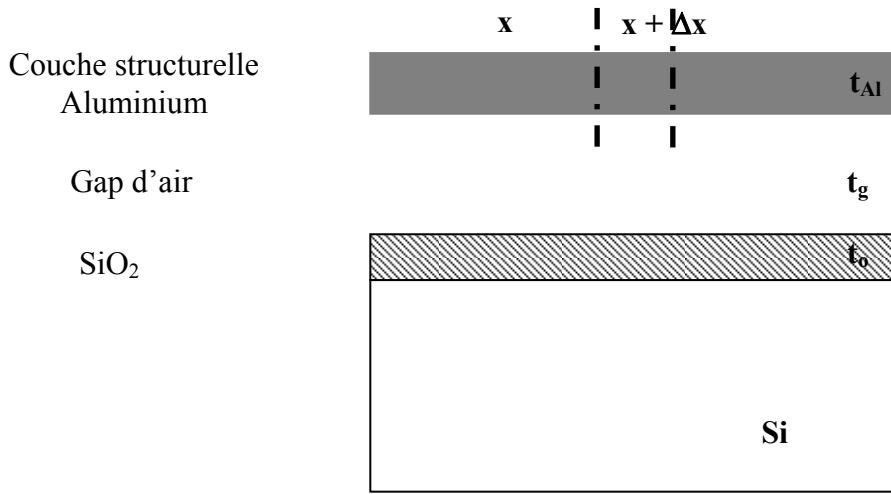


Figure 6. Diagramme de la section du bras de l'actionneur.

La résistivité de l'aluminium, notée ρ , est considérée ici comme une fonction de la température. Cette variation est supposée linéaire avec un coefficient, ξ , et telle que la résistivité à la température ambiante est $\rho(T_s) = \rho_0$:

$$\rho(T) = \rho_0 (1 + \xi(T - T_s)) \quad (10)$$

où T est la température de la portion considérée et T_s la température du substrat.

En examinant les échanges thermiques dans l'élément considéré, voir fig. 6, de largeur w , épaisseur h et de longueur Δx , l'équation de la chaleur peut être établie dans des conditions stationnaires. En effet, en établissant l'égalité entre les apports de chaleur (par effet Joule et par conduction) et les pertes (par conduction et par convection vers le substrat et le milieu ambiant), on obtient l'équation aux dérivées partielles suivante :

$$-k_{Al}wh\left[\frac{dT}{dx}\right]_x + J^2\rho wh\Delta x = -k_{Al}wh\left[\frac{dT}{dx}\right]_{x+\Delta x} + F_s\Delta xw\frac{T-T_s}{R_T} \quad (11)$$

où k_{Al} est la conductivité thermique de l'aluminium, J est la densité de courant, F_s est le facteur de forme et R_T est la résistance thermique. Le facteur de forme, F_s , permet de prendre en compte les échanges thermiques vers le milieu ambiant tout en considérant seulement la surface en vis-à-vis avec le substrat. Son expression est donnée par [11] :

$$F_s = \frac{h}{w}\left(\frac{2t_g}{h} + 1\right) + 1 \quad (12)$$

où h est l'épaisseur de la couche dans laquelle est réalisée l'actionneur et w est la largeur du bras considéré.

La résistance thermique, R_T , représente les couches présentes entre le substrat et l'actionneur. Elle dépend donc des conductivités thermiques, k_g et k_o et des épaisseurs, t_g et t_o , et des couches d'air et d'oxyde :

$$R_T = \frac{t_g}{k_g} + \frac{t_o}{k_o} \quad (13)$$

Une équation différentielle du second ordre est alors obtenue en prenant la limite $\Delta x \rightarrow 0$ dans l'équation 11 :

$$k_{Al}\frac{d^2T}{dx^2} + J^2\rho = \frac{F_s}{h}\frac{(T-T_s)}{R_T} \quad (14)$$

Le premier terme du membre de gauche de l'équation 14 représente le taux net de conduction de chaleur dans l'élément par unité de volume. Le second terme du membre de gauche est le taux de génération d'énergie thermique par effet Joule dans l'élément par unité de volume. Enfin, le terme de droite représente le taux d'énergie thermique perdue dans l'élément par unité de volume. En prenant en compte l'équation $\rho(T) = \rho_0(1 + \xi(T - T_s))$ et en faisant un changement de variable dans l'équation 14, on obtient :

$$\frac{d^2\theta(x)}{dx^2} - m^2\theta(x) = 0 \quad (15)$$

avec $\theta(x) = T(x) - T_\theta$, $T_\theta = T_s + \frac{J^2\rho_0}{k_{Al}m^2}$ et $m^2 = \frac{F_s}{k_{Al}hR_T} - \frac{J^2\rho_0\zeta}{k_{Al}}$

La résolution de l'équation 15 permet de trouver la distribution de la température dans le bras de l'actionnement :

$$T(x) = T_\theta + C_1 \exp(mx) + C_2 \exp(-mx) \quad (16)$$

C_1 et C_2 sont les constantes à rechercher suivant les conditions aux limites :

- à $x = 0$, $T(0) = T_s = 300$ K
- à $x = L$ (Longueur du bras), la température est continue et par conséquent on peut écrire que $\frac{dT(x)}{dx} \Big|_{x=L} = 0$

Cette équation peut être résolue avec un outil de résolution mathématique MATLAB.

Paramètres	Valeurs
Module de Young (GPa) E	70
Coefficient de Poisson ν	0.3
Résistivité Al ($\Omega.m$)	$2.7.10^{-8}$
Coefficient d'Expansion Thermique ($10^{-6} K^{-1}$)	23
Conductivité Thermique de l'Al k_{Al} ($W.m^{-1}.K^{-1}$)	237
Conductivité Thermique de l'air k_g ($W.m^{-1}.K^{-1}$)	0.026
Conductivité Thermique de SiO_2 k_o ($W.m^{-1}.K^{-1}$)	1.3

Table 1. Propriétés technologiques de l'aluminium.

Le tableau 1 nous donne les propriétés de l'aluminium, nous permettant ainsi de résoudre l'équation 15 et d'étudier la modélisation de l'actionneur par éléments finis ANSYS. En effet, le choix du matériau structural étant l'AlSi 4% (Voir détails au chapitre 3), nous avons pris les propriétés de l'aluminium pur qui sont proches de celles de l'AlSi 4%.

En outre, nous avons besoin des paramètres géométriques du bras d'actionnement, tirés des layout réalisés pour la fabrication. Le tableau 2 nous donne ces informations.

Paramètres	Valeurs
Longueur du bras d'actionnement L (μm)	200
Largeur du bras w (μm)	8
Epaisseur h (μm)	4
Gap d'air t _g (μm)	1.4
Epaisseur diélectrique SiO ₂ t _o (μm)	2

Table 2. Paramètres géométriques du bras d'actionneur.

Après avoir obtenu l'expression analytique de la distribution de température le long du bras de l'actionneur, il serait intéressant de donner l'expression de l'allongement suivant l'axe x lié à la dilatation du matériau pour avoir une idée du déplacement latéral et la rotation.

A partir de l'expression de la température déterminée en (16), on peut remonter à l'allongement du bras [12] :

$$\Delta L = \alpha_T \int_0^L T(x) dx \approx \alpha_T L T_{Moy.} \quad (17)$$

avec α_T le coefficient de dilatation thermique de l'aluminium, qui dépend de la température [13] et $T_{Moy.}$ la température moyenne du bras d'actionnement.

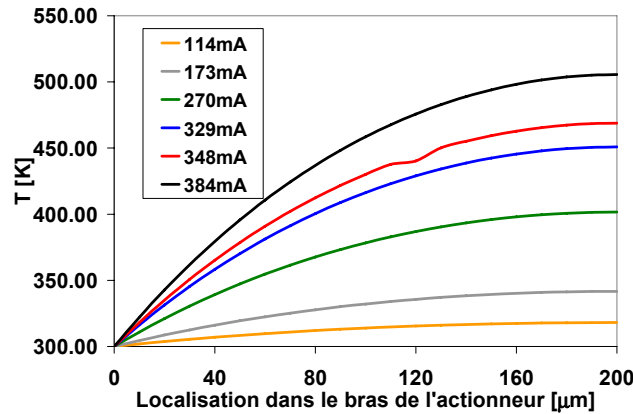


Figure 7. Résultats de l'étude analytique : Distribution de température le long du bras d'actionnement.

En prenant comme température moyenne (Figure 7) 413.56 K, on trouve analytiquement une dilatation du bras d'actionnement de 1.9 μm.

2.1.3.2 Modélisation par éléments finis ANSYS

ANSYS est un logiciel de simulation multi-physique commercial, basé sur la méthode des éléments finis [14]. Il permet de résoudre, entre autre, des problèmes de thermique, d'électrostatique, de mécanique. Grâce à la mise en place du module 'Multiphysics', ce logiciel est donc capable de mener des analyses couplées telles que mécanique+électrostatique ou mécanique+thermique. ANSYS possède une bibliothèque d'éléments finis très étendue. Le choix de l'élément fini à utiliser va dépendre du problème. Dans nos simulations, nous nous sommes limités à modéliser nos bras d'actionnements au moyen de l'élément SOLID98 pour des analyses thermo-mécaniques. La modélisation aux éléments finis permet d'obtenir une visualisation en 3D du comportement de la structure [15] [16].

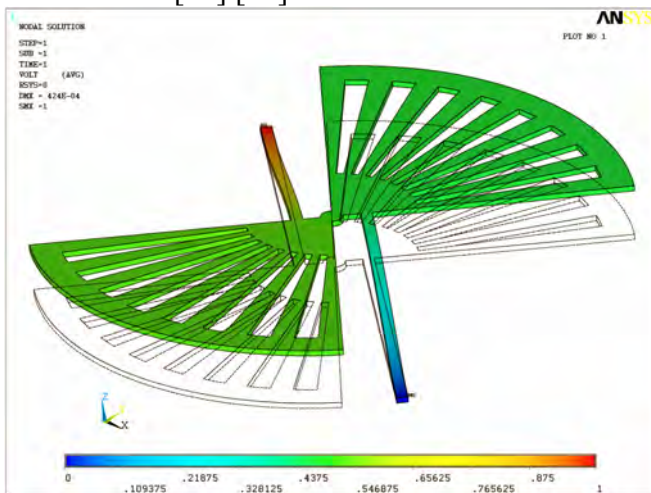


Figure 8. Distribution de tension dans l'actionnement pour une tension appliquée de 1 V.

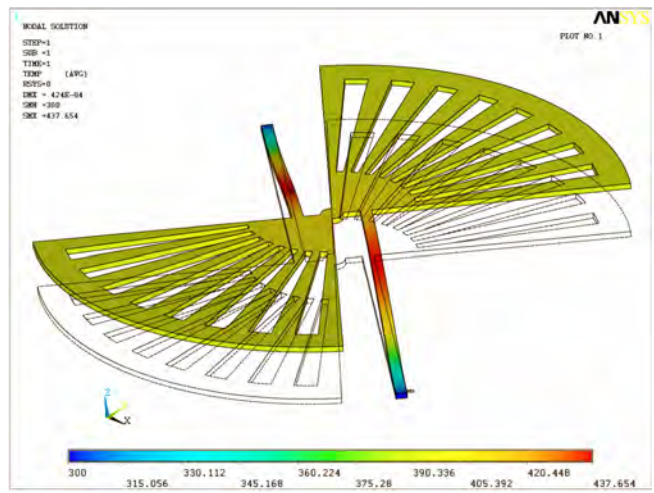


Figure 9. Distribution de température pour une tension d'actionnement de 1 V.

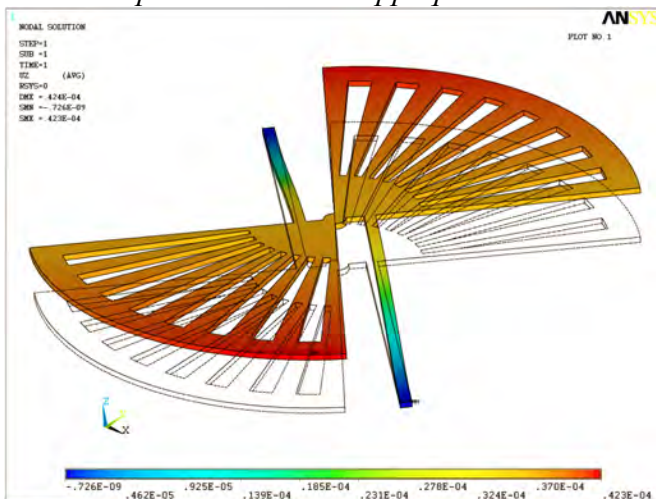


Figure 10. Déplacement mécanique pour une tension de 1 V.

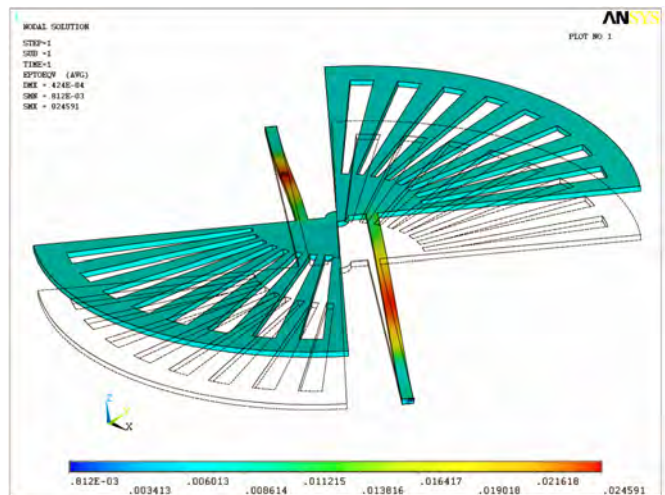


Figure 11. Contrainte créée par l'expansion thermique pour une tension de 1 V.

Les propriétés mécaniques sont traitées dans les simulations ANSYS comme des constantes à l'exception du coefficient d'expansion thermique et des conductivités thermiques [17]. Les paramètres géométriques des bras d'actionnements sont détaillés au tableau 2. La figure 8 montre la distribution de tension lorsqu'on applique une tension de 1 V.

Cette tension de 1V correspond au maximum de courant (Figure 7a). La température maximale simulée sur le bras d'actionnement est de 437.65 K (Figure 9). La figure 10 montre les déplacements mécaniques lorsque la tension de 1 V est appliquée. On remarque une rotation de la structure de 7° et un déplacement vertical vers le haut de 4.3 µm. On pourra ainsi comparer ces valeurs avec les mesures expérimentales (Chapitre 4). Enfin, la figure 11 nous donne une information sur la contrainte générée par l'expansion thermique. Nous pourrions ainsi remonter à la valeur de la dilatation du bras. La simulation nous donne en bout de bras un rapport $\frac{\Delta L}{L} = 1.12\%$, d'où une dilatation pour $L = 200 \mu\text{m}$, de $\Delta L = 2.24 \mu\text{m}$. Ces résultats sont proches des calculs analytiques.

2.2 Actionnement électrostatique

2.2.1 Présentation et Principe

Les actionneurs peuvent faire appel à plusieurs principes, notamment le thermique, comme développé au paragraphe 1 mais aussi l'électrostatique. En effet, l'actionnement électrostatique présente l'avantage d'une faible consommation de puissance et de forte tension d'actionnement [18]. C'est pourquoi, nous avons décidé de développer dans le même procédé technologique que celui des actionnements électro-thermique, un nouveau design de capacité variable MEMS à actionnement électrostatique latéral. Nous utilisons le cuivre à la fois pour la fabrication des inductances au dessus de l'AlSi et pour augmenter la surface d'actionnement latéral de la capacité. Ce procédé technologique se servira de la technologie des interconnexions cuivre pour faciliter l'introduction des composants MEMS vers la technologie CMOS [19].

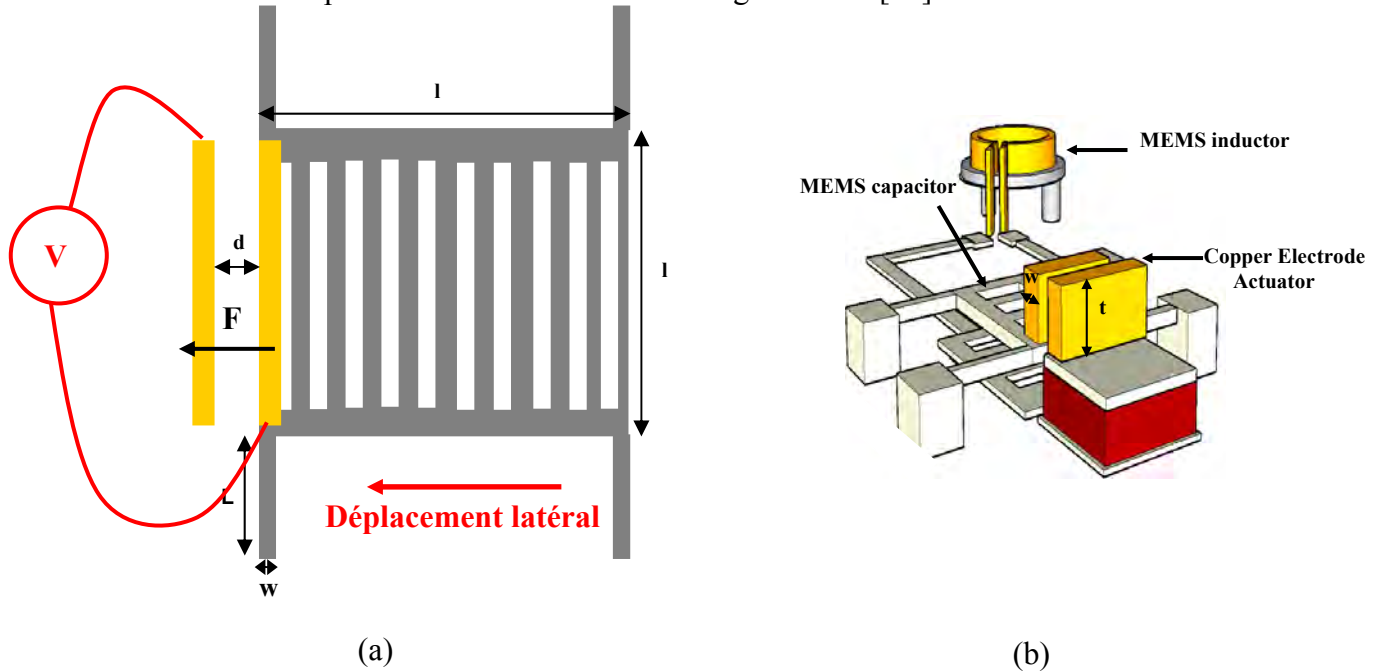


Figure 12. Schéma de principe de la capacité variable MEMS à actionnement électrostatique, (b) Vue 3D de la co-intégration entre la capacité variable à actionnement électrostatique et l'inductance cuivre MEMS.

Le déplacement latéral recherché est obtenu par l'attraction coulombienne entre charges de signes opposées. La génération de la force F est directement reliée à l'énergie stockée E , proportionnelle à la capacité C , fortement sensible à la distance entre armatures (Fig. 12a).

$$E = \frac{1}{2} CV^2 \quad (18)$$

$$\text{et } \vec{F} = -\vec{\nabla} E \quad (19)$$

Pour obtenir des forces exploitables sous des tensions de plusieurs centaines de volts, la distance entre armatures doit être la plus faible possible.

La figure 12a montre un schéma de principe de la capacité variable à actionnement électrostatique. La figure 12b montre une vue 3D du même composant.

Une structure mettant en œuvre un actionnement électrostatique est composée de deux électrodes, une fixe (au dessus d'un bloc fixe, voir fig. 12b) et une mobile (au dessus de l'électrode capacitive suspendue AlSi, fig. 12b). En appliquant un champ électrique entre ces deux électrodes (par le biais d'une différence de potentiel), l'électrode mobile est attirée vers l'électrode fixe et donc déplace l'électrode suspendue fragmentée et donc permet la variation de la capacité. La zone de déplacement stable est limitée car il existe un seuil appelé 'tension de 'pull-in' à partir duquel l'électrode mobile vient se coller brutalement sur l'électrode fixe. Enfin, lorsque l'on n'a pas dépassé la tension de seuil et lorsque la tension d'actionnement est coupée, l'électrode mobile retourne à sa position initiale par la seule force de sa rigidité mécanique.

2.2.2 Design mécanique des bras d'ancrages

Avant toute modélisation, il serait intéressant d'étudier les constantes de raideur en x et z des bras d'ancrages.

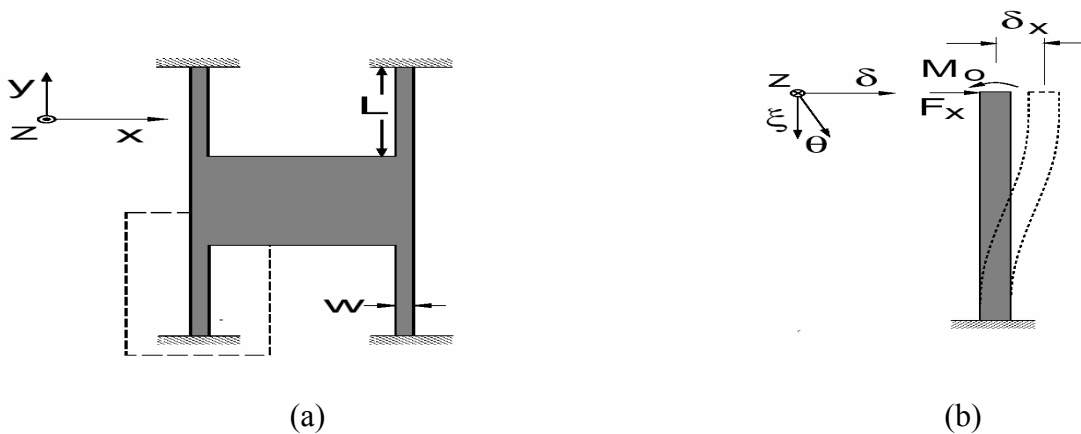


Figure 13. (a) Electrode suspendue par 4 bras, (b) Bras de suspension de longueur L , largeur w et d'épaisseur t .

La figure 10a représente une électrode suspendue par 4 bras [20]. Dans l'analyse suivante, nous négligerons le stress résiduel. La figure 13b représente un bras de suspension, de longueur L , de largeur w et d'épaisseur t . Le système de coordonnées est δ - ξ où les coordonnées ξ sont le long du bras. Une force latérale, F_x est appliquée au bout du bras, provoquant ainsi un déplacement, δ_x . Le moment de flexion est :

$$M = M_0 - F_x \xi \quad (20)$$

L'énergie, lié à la force de tension est définie par :

$$U = \int_0^L \frac{M^2}{2EI_z} d\xi \quad , \quad (21)$$

avec E le module d'Young et I_z le moment d'inertie selon z .

Le moment d'inertie d'une poutre rectangulaire est donné par :

$$I_z = \int_{-t/2}^{t/2} \int_{-w/2}^{w/2} x^2 dx dz = \frac{tw^3}{12} \quad (22)$$

θ est l'angle d'inclinaison du bras après application de la force F_x . D'après le second théorème de Castigliano [20], on obtient une relation entre le moment externe et la force :

$$\text{Sans force, } \theta_0 = 0 = \frac{\partial U}{\partial M_0} = \int_0^L \frac{M}{EI_z} \frac{\partial M}{\partial M_0} d\xi = \frac{1}{EI_z} \int_0^L (M_0 - F_x \xi) d\xi \quad (23)$$

$$\text{La résolution de (21) donne } M_0 = F_x L/2 \quad (24)$$

$$\text{et } M = F_x (L/2 - \xi) \quad (25)$$

La dérivée de U par rapport à F_x nous permet de déterminer le déplacement δ_x

$$\delta_x = \frac{\partial U}{\partial F_x} = \int_0^L \frac{M}{EI_z} \frac{\partial M}{\partial F_x} d\xi = \frac{F_x}{EI_z} \int_0^L \left(\frac{L}{2} - \xi\right)^2 d\xi = \frac{F_x L^3}{12EI_z} \quad (26)$$

La constante de raideur suivant l'axe x pour un bras est donnée par :

$$k_{x,bras} = \frac{F_x}{\delta_x} = \frac{12EI_z}{L^3} \quad (27)$$

La constante de raideur suivant l'axe x pour la structure est $4.k_x$

$$k_x = \frac{48EI_z}{L^3} = \frac{4Etw^3}{L^3} \quad (28)$$

En substituant I_x à I_z , les dérivations identiques à celles déterminées précédemment, donnent la constante de raideur suivant l'axe z :

$$k_z = \frac{48EI_x}{L^3} = \frac{4Ewt^3}{L^3} \quad (29)$$

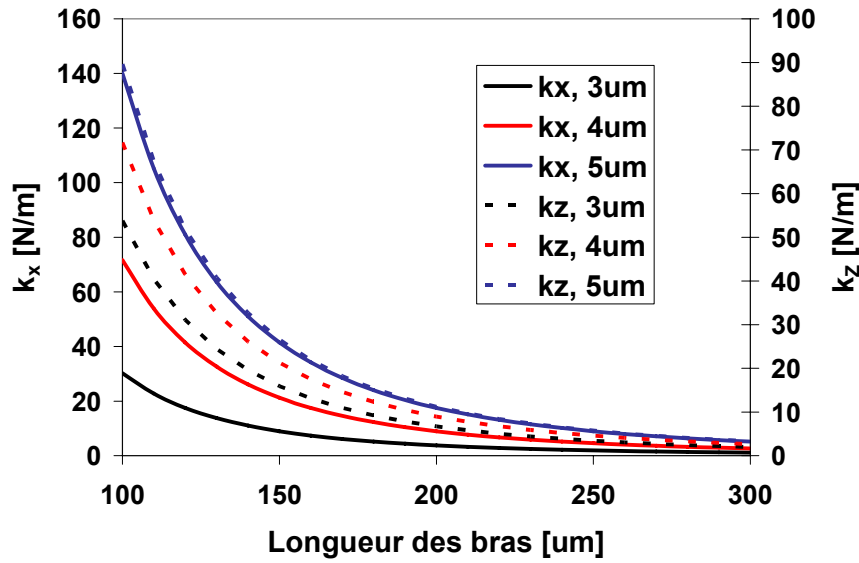


Figure 14. Constantes de raideurs en x et z en fonction de la longueur des bras pour différentes largeurs.

Nous souhaitons obtenir des déplacements latéraux des capacités variables MEMS. L'étude des constantes des bras d'ancrages servira donc aux deux types d'actionnements : électro-thermique (paragraphe 1) et électrostatique. Par conséquent, les constantes de raideur en x doivent être inférieures à celles en z . La figure 11 donne les constantes de raideur en x et z calculées analytiquement en fonction de la longueur des bras pour différentes largeurs. Ces calculs ont été réalisés pour une épaisseur de la couche structurale en aluminium de $4 \mu\text{m}$ (épaisseur disponible par pulvérisation cathodique au CMI). Suite à ces calculs et à nos exigences sur un bon fonctionnement des actionneurs, nous avons choisi les dimensions de bras suivantes : des longueurs, des largeurs et des épaisseurs respectivement de $L = 100 / 200 \mu\text{m}$, $w = 3\text{-}4 \mu\text{m}$ et $t = 4 \mu\text{m}$.

2.2.3 Modélisation de l'actionneur électrostatique

2.2.3.1 Modélisation analytique

Pour illustrer l'existence de la 'tension de seuil' présentée au paragraphe 2.1, nous allons prendre l'exemple d'une capacité variable à deux électrodes parallèles [21].

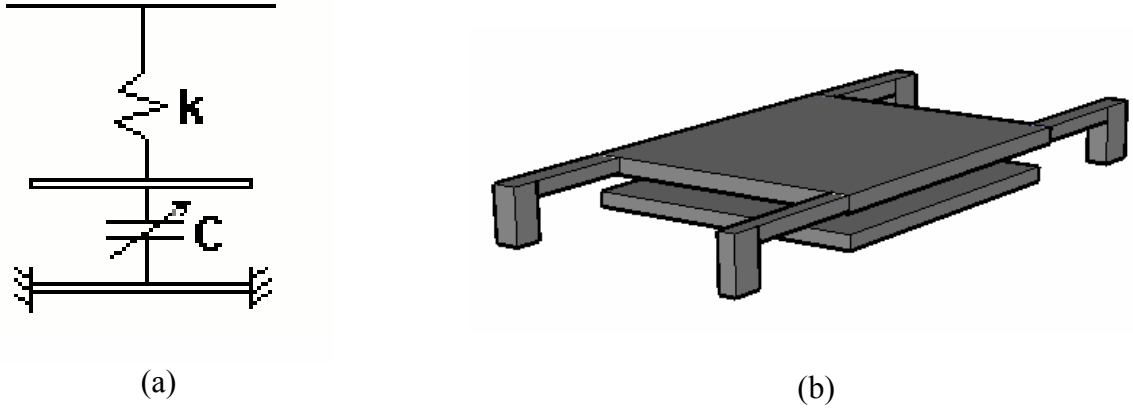


Figure 15. (a) *Modèle schématique d'une capacité variable à deux électrodes parallèles et à actionnement électrostatique, (b) Vue 3D de la même structure.*

La figure 1a montre un modèle schématique d'une capacité variable à deux électrodes parallèles : une électrode fixe et une électrode suspendue et mobile verticalement. Le gap initial est d et lorsqu'une tension V_{DC} est appliquée entre les deux électrodes, le gap initial devient $d-x$.

Lorsque la tension V_{DC} est appliquée, une force électrostatique F_e est générée :

$$F_e = \frac{1}{2} \frac{\partial C}{\partial x} V_{DC}^2 = \frac{1}{2} \frac{\epsilon A V_{DC}^2}{(d-x)^2} = \frac{1}{2} \frac{C V_{DC}^2}{d-x} \quad (30)$$

Lorsque l'électrode suspendue se déplace, les bras de suspensions entraînent une force de rappel F_r de norme kx . k est la constante de raideur des bras de suspensions. A l'équilibre de la structure, les deux forces se compensent $F_r = F_e$:

$$kx = \frac{1}{2} \frac{\epsilon A V_{DC}^2}{(d-x)^2} \quad (31)$$

d'où
$$x^3 - 2dx^2 + d^2x - \frac{\epsilon A V_{DC}^2}{2k} = 0 \quad (32)$$

L'équation 30 a une solution réelle donnée par :

$$x = \sqrt[3]{r + \sqrt{q^3 + r^2}} + \sqrt[3]{r - \sqrt{q^3 + r^2}} + \frac{2}{3}d \quad (33)$$

$$\text{avec } q = -\frac{1}{9}d^2 \quad (34a) \quad r = -\frac{1}{27}d^3 + \frac{\epsilon A V_{DC}^2}{4k} \quad (34b)$$

Nous pouvons aussi exprimer l'équation 29 comme :

$$F_{tot} = -kx + \frac{\epsilon A V_{DC}^2}{2(d-x)^2} = 0 \quad (35)$$

La position limite de stabilité est caractérisée par deux conditions :

$$F_{tot}(x) = 0 \quad (36a)$$

$$\frac{\partial F_{tot}(x)}{\partial x} = 0 \quad (36b)$$

Le système d'équation correspondant est le suivant :

$$kx = \frac{\epsilon A V_{DC}^2}{2(d-x)^2} \quad (37)$$

$$k = \frac{\epsilon A V_{DC}^2}{(d-x)^3} \quad (38)$$

La résolution du système d'équation donne la position limite de $x=d/3$, et la valeur de la tension correspondante est appelée tension de seuil ou tension de 'pull in' V_{PI} :

$$V_{PI} = \sqrt{\frac{8kd^3}{27\epsilon A}} \quad (39)$$

Si la tension V_{DC} augmente au-delà de la tension de pull in V_{PI} , il n'y a plus d'équilibre et donc les deux électrodes se mettent en contact (effet pull-in). La raideur mécanique ne permet plus de fournir une force de rappel suffisante pour garder l'électrode suspendue hors contact de l'électrode inférieure.

Pour des constantes de raideurs k_x et k_z de 8.96 N/m, les largeurs, longueur et épaisseurs correspondants au bras d'actionnement sont respectivement de 4 μm , 200 μm et 4 μm . La surface des électrodes d'actionnement en cuivre est de 10 μm x 300 μm (voir fig. 9b). D'après l'équation 36, la tension de pull-in pour des gaps de 4 μm et 6 μm est respectivement de 43.5 V et 79.92 V.

2.2.3.2 Modélisation par éléments finis ANSYS

La simulation par éléments finis consiste à découper les volumes à étudier, en l'occurrence des électrodes parallèles, en un ensemble de mailles, c'est-à-dire des combinaisons de nœuds formant des éléments dont on aura auparavant décidé la forme. A chaque élément est associé un ensemble d'équations suivant la simulation effectuée.

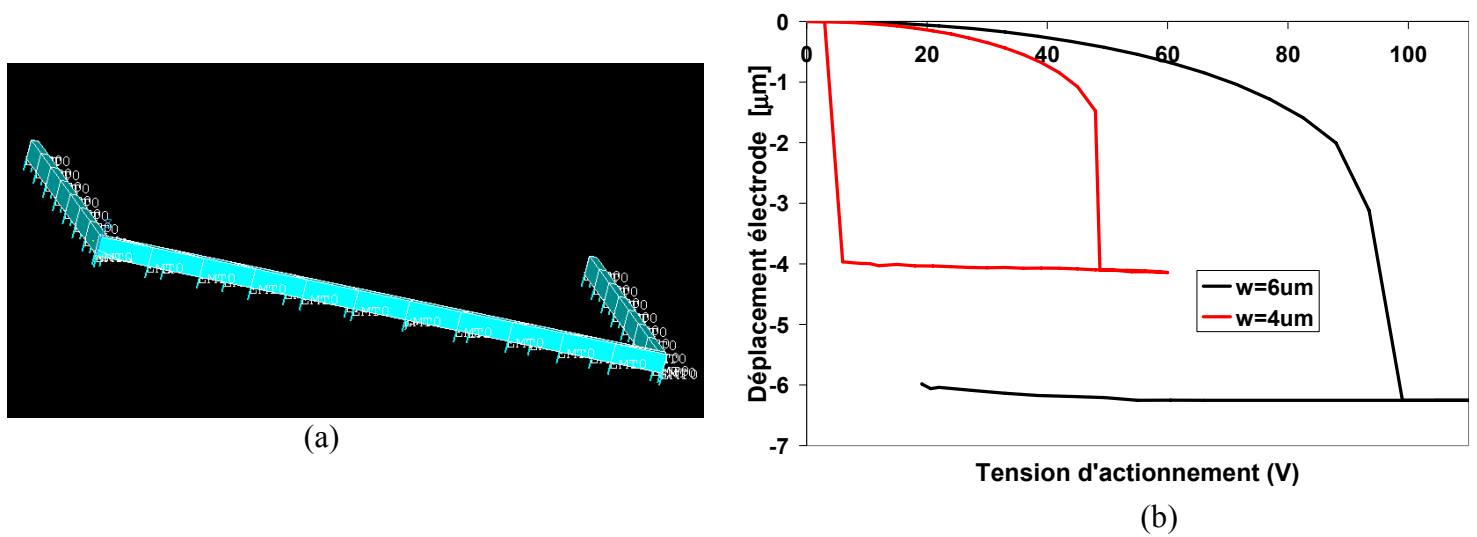


Figure 16. (a) Simulation électrostatique sous ANSYS des électrodes d'actionnements, (b) Résultats des tensions de pull-in pour des gaps de 4 et 6 μm .

Le modèle utilisé est deux électrodes en cuivre parallèles de 300 μm de long par 10 μm de large (Fig. 16a). Ce modèle correspond aux électrodes d'actionnements électrostatiques cuivre, dont le schéma est illustré à la figure 12 b. C'est principalement pour cette raison que nous avons choisi la surface 300 μm x 10 μm pour la simulation ANSYS. En effet, ces dimensions correspondent à celle des prototypes fabriqués (Voir chapitre 4). Les constantes de raideurs en x et z utilisées sont de 2.65 N/m (les mêmes que celles de bras d'ancrages de la figure 15b). En effet, les électrodes d'actionnement en cuivre sont fixées au-dessus de l'électrode AlSi capacitive suspendue par 4 bras d'ancrages de constantes de raideurs en x et z de 2.65 N/m (Figs. 12a, 12b). Les simulations électromécaniques (Fig. 16b) nous donnent des tensions de pull-in de 47 V et 88 V, respectivement dans les cas de gap de 4 μm et 6 μm .

Il existe plusieurs manières de résoudre un problème impliquant plusieurs types de simulation. Certains éléments sont capables de résoudre simultanément les deux problèmes, c'est le cas de la simulation couplée. L'autre approche est la simulation séquentielle, qui calcule itérativement chacun des deux problèmes, avant de revenir à l'autre, jusqu'à qu'il y ait convergence. La simulation couplée est la plus simple et plus rapide à mettre en œuvre. L'élément TRANS126 est utilisé dans ce cas précis, il est en effet conçu spécialement pour les analyses électro-mécaniques de MEMS [17].

2.2.4 Inductances

Nous avons vu dans la deuxième partie du procédé, la possible co-intégration des capacités variables à actionnements électrostatique cuivre et des inductances cuivre. Le cuivre est donc utilisé pour les électrodes d'actionnement et nous avons donc profité de ce matériau pour définir des inductances MEMS au même niveau que celui des électrodes d'actionnement en cuivre. Afin de ne pas compliquer le procédé, dans un premier temps, nous avons défini des inductances à un tour. En effet, ces inductances évitent la définition de lignes de connexions appelées en anglais 'underpass'. La figure 14a montre un schéma simplifié de l'inductance avec D le diamètre externe et w la largeur de ces inductances. Nous souhaitons que la fréquence de résonance des cellules LC co-intégrée

tourne autour de 2 GHz (Voir chapitre 4). Par conséquent, compte tenu de la valeur de la capacité, nous avons choisi une valeur d'inductance autour de 1.5 nH. La figure 14b montre les simulations ASITIC (Analysis and Simulation of Inductors and Transformers for Integrated Circuits) de l'inductance en fonction du diamètre externe pour différentes largeurs. Suite à ces simulations, on a choisi, pour répondre à ces attentes, un diamètre externe de 600 μm une largeur de 10 μm et une épaisseur de 10 μm .

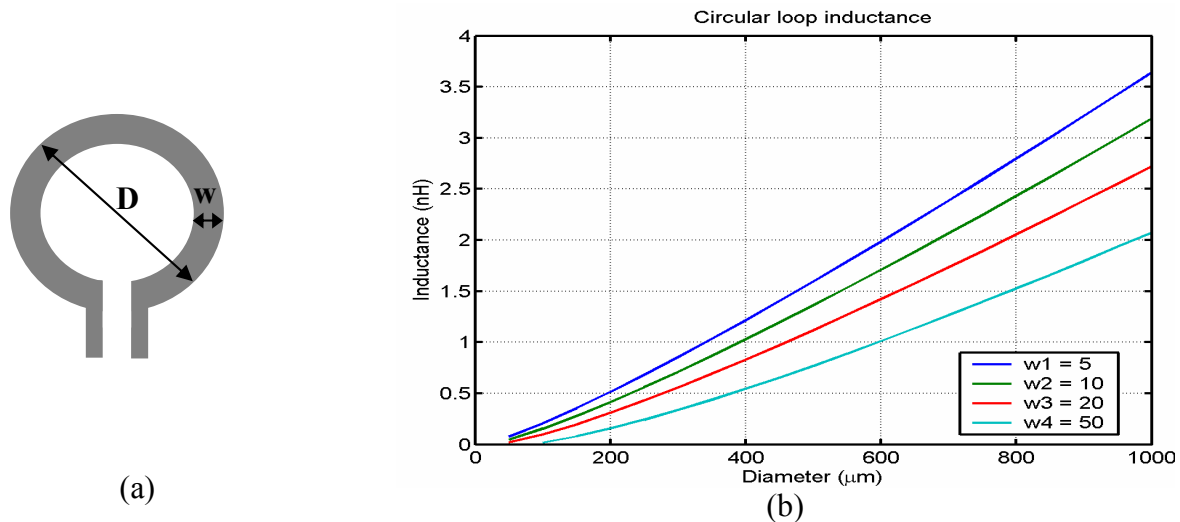


Figure 17. (a) Schéma de l'inductance MEMS à un tour, (b) Simulation ASITIC de l'inductance en fonction du diamètre externe.

La figure 18 montre les valeurs d'inductance et de facteur de qualité simulées en fonction de la fréquence. On obtient à 2.5 GHz, des valeurs d'inductance et de facteur de qualité, respectivement de 1 nH et 8. La faible valeur simulée du facteur de qualité vient du nombre de tour, limité par la technologie.

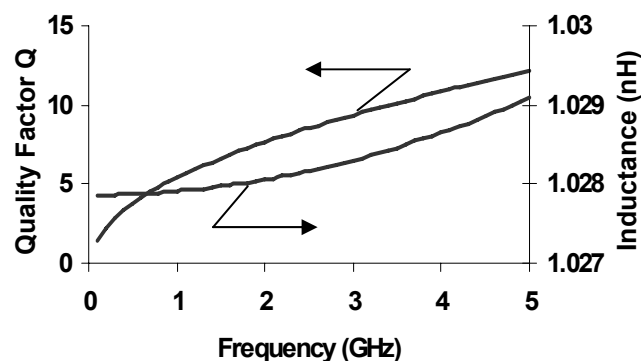


Figure 18. Simulations ASITIC des performances de l'inductances MEMS : Inductance et facteur de qualité en fonction de la fréquence.

2.3 Simulation 3D des capacités variables MEMS : Influence des effets de bords

2.3.1 Cas des électrodes fragmentées en forme rectangulaire

2.3.1.1 Cas de l'actionnement électro-thermique

Le schéma, illustré figure 2a au paragraphe 1, de la capacité variable MEMS à actionnement électro-thermique présente des électrodes suspendues fragmentées et rectangulaires. Nous allons d'abord exprimer d'une manière analytique l'expression de la capacité en fonction des paramètres géométriques et tracer la courbe de la capacité en fonction du déplacement latéral. Ensuite nous allons simuler cette capacité à l'aide du logiciel d'éléments finis ANSYS. L'élément utilisé est SOLID123. Cela consiste à créer un volume avec les propriétés de l'air qui englobe les deux électrodes fragmentées parallèles afin de déterminer le champ électrique et les forces électrostatiques. La figure 2a montre donc la surface de chaque partie (fragmentée et non-fragmentée) afin de calculer la capacité. La surface dépend du déplacement latéral et peut s'exprimer :

$$S_f = N \cdot (l_2 \cdot (w_f - x)) \quad (40a)$$

$$S_{nf} = l_1 \cdot (l_3 - x) \quad (40b)$$

La surface totale est $S = S_f + S_{nf}$ (41a) et la capacité
$$C = \frac{\epsilon_0 S}{d + \frac{e}{\epsilon_r}} \quad (41b)$$

Avec $l_1 = 10 \mu\text{m}$, $l_2 = 180 \mu\text{m}$, $l_3 = 200 \mu\text{m}$, $d = 1.4 \mu\text{m}$, $e = 200 \text{ nm}$, $w_f = 5 \mu\text{m}$ et $\epsilon_r = 4$.

e , ϵ_r et x sont respectivement l'épaisseur du diélectrique, la permittivité relative de ce dernier et le déplacement latéral. N est le nombre de peignes.

La figure 19 montre la périodicité de la capacité lorsque le déplacement latéral augmente. Pour un déplacement latéral de $5 \mu\text{m}$, nous obtenons, dans les cas des résultats analytique et de simulation, respectivement une variation de capacité de plus de 100 % et 15 %. Cet écart vient des effets de bords appelés 'fringing field' qui ne sont pas pris en compte dans notre modèle analytique.

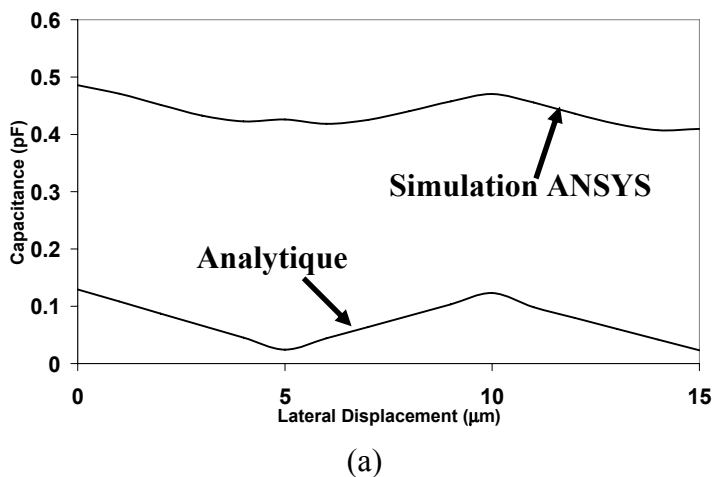


Figure 19. Capacité en fonction du déplacement latéral (simulation).

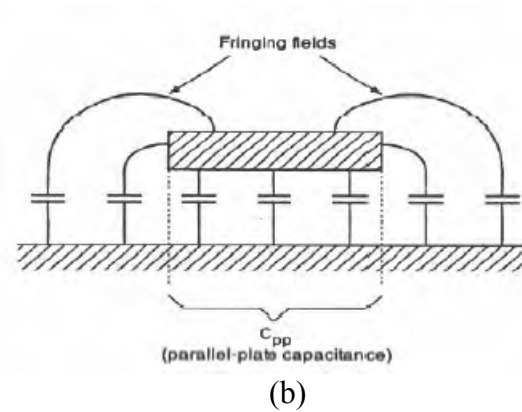


Figure 20. Vue en coupe de 2 électrodes parallèles qui prend en compte les capacités perpendiculaires aux électrodes et les capacités de 'fringing'.

Nous avons évalué la variation de capacité pour un déplacement latéral de l'électrode supérieure de 5 μm . En effet, cette valeur correspond au maximum de déplacement possible dans le cas de notre design (Voir Chapitre 4).

En effet, dans la plupart des modèles d'actionnement électrostatique à deux électrodes parallèles, seul le champ électrique perpendiculaire aux électrodes est pris en compte et la valeur de la capacité dans ce cas est exprimée de la sorte :

$$C = \frac{\epsilon S}{d}, \quad (42)$$

avec ϵ , S et d respectivement la permittivité électrique du vide, S la surface des électrodes et d la distance entre ces dernières. La figure 20 montre une vue en coup de 2 électrodes parallèles avec la capacité perpendiculaire aux électrodes et celle liée aux effet de bords, les capacités de 'fringing'.

L'équation 39 ne prend pas en compte les capacités de 'fringing'.

La capacité incluant les effets de bords peut être déterminée par élément fini ou par des études théoriques par transformation appelée Schwartz-Christoffel [23].

En considérant donc la formule de Palmer dans le cas d'une capacité à électrode parallèle rectangulaire, nous obtenons comme relation de la capacité [24]:

$$C = \frac{\epsilon S}{d} \left(1 + \frac{d}{\pi w} + \frac{d}{\pi w} \ln\left(\frac{2\pi w}{d}\right)\right) \left(1 + \frac{d}{\pi L} + \frac{d}{\pi L} \ln\left(\frac{2\pi L}{d}\right)\right) \quad (43)$$

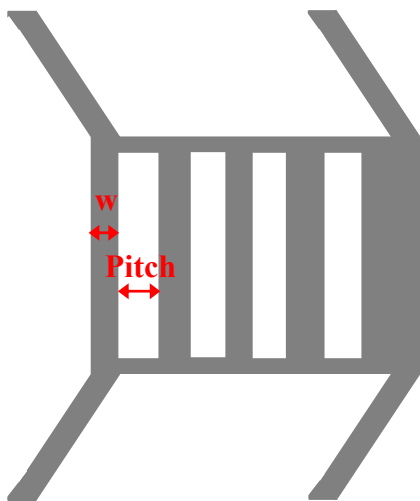
w et L sont respectivement la largeur et la longueur des électrodes.

La première partie de l'équation 40 représente la valeur de la capacité parallèle et la deuxième partie les effets de bords. Dans notre cas précis, les épaisseurs des électrodes inférieures et supérieures sont différentes, respectivement 1 μm et 4 μm . Par conséquent, nous ne pouvons pas utiliser l'expression 40 dans notre cas. Une étude sur l'influence des effets de bord sera présentée au paragraphe 3.2. La relation 40 nous a permis de voir réellement la différence entre l'expression de la capacité sans prendre en compte les effets de bords et celle en prenant en compte ces effets.

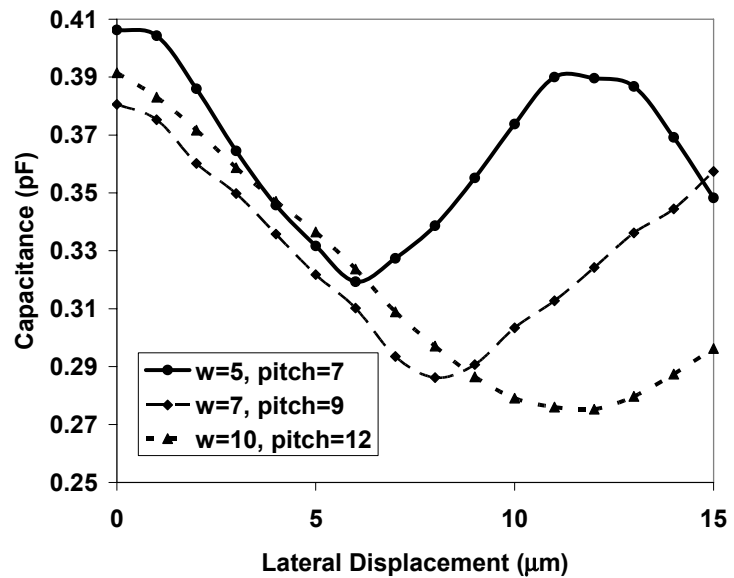
Par ailleurs, la variation est aussi limitée par le design de la capacité. Autrement dit, par une amélioration du design de la capacité variable MEMS à actionnement électro-thermique latéral, notamment en réduisant la surface non fragmentée, nous pouvons augmenter la variation de la capacité de plus de 50 %.

Le design a été optimisé par éléments finis ANSYS. Le but ultime est d'obtenir un maximum de variation de la capacité. Par conséquent, les capacités de 'fringing' doivent être minimisées. Nous allons d'abord étudier l'influence de la largeur des peignes et de la distance entre ces derniers (pitch). Le nombre de peigne est fixe donc plus la largeur des peignes augmente et plus la surface totale augmente. En effet, en variant la largeur des peignes et le pitch, la surface totale change aussi, mais le nombre total de peignes reste le même. La figure 21a montre un schéma de principe de l'électrode fragmentée suspendue et les paramètres étudiés. La figure 21b montre la capacité simulée

en fonction du déplacement latéral pour différentes valeurs de largeurs et de distances entre les peignes, appelées ‘pitch’. La figure 21c résume les résultats obtenus par simulation. Nous avons choisi les valeurs des largeurs de peignes et des pitch en tenant compte du déplacement maximal possible de l’électrode suspendue. En effet, ce dernier étant de 5 μm (Voir Chapitre 4), il était judicieux de varier les largeurs de 5 μm à 10 μm et donc les pitch de 7 μm à 12 μm .



(a)



(b)

$w (\mu\text{m})$	$pitch(\mu\text{m})$	$TR (\%)$
5	7	27
7	9	30
10	12	42

(c)

Figure 21. Résultats de simulation ANSYS : (a) Schéma de principe de l’électrode fragmentée suspendue avec les paramètres étudiés, (b) Capacité en fonction du déplacement latéral pour différentes valeurs de w et $pitch$, (c) Tableau récapitulatif de la variation de la capacité en fonction des paramètres géométriques.

Nous pouvons constater à la figure 21c, que la variation de la capacité est la plus intéressante dans le cas de largeur de peigne et de pitch respectivement de 10 μm et 12 μm . Avec ces dimensions, nous pouvons atteindre une valeur de 42 % pour un déplacement de 10 μm .

Ensuite, nous allons étudier l'influence des parties non fragmentées sur la variation de la capacité. Nous gardons les dimensions de largeur de peigne et de pitch de $10\ \mu\text{m}$ et $12\ \mu\text{m}$. Pour minimiser les effets de bords, un autre moyen est donc de diminuer les surfaces des zones non fragmentées. Nous avons simulé la capacité en fonction du déplacement latéral pour différentes valeurs de l (Fig. 22a). Nous obtenons une variation de la capacité de 50 % et 45 % respectivement pour $l = 2\ \mu\text{m}$ et $l = 5\ \mu\text{m}$ (Fig. 22b).

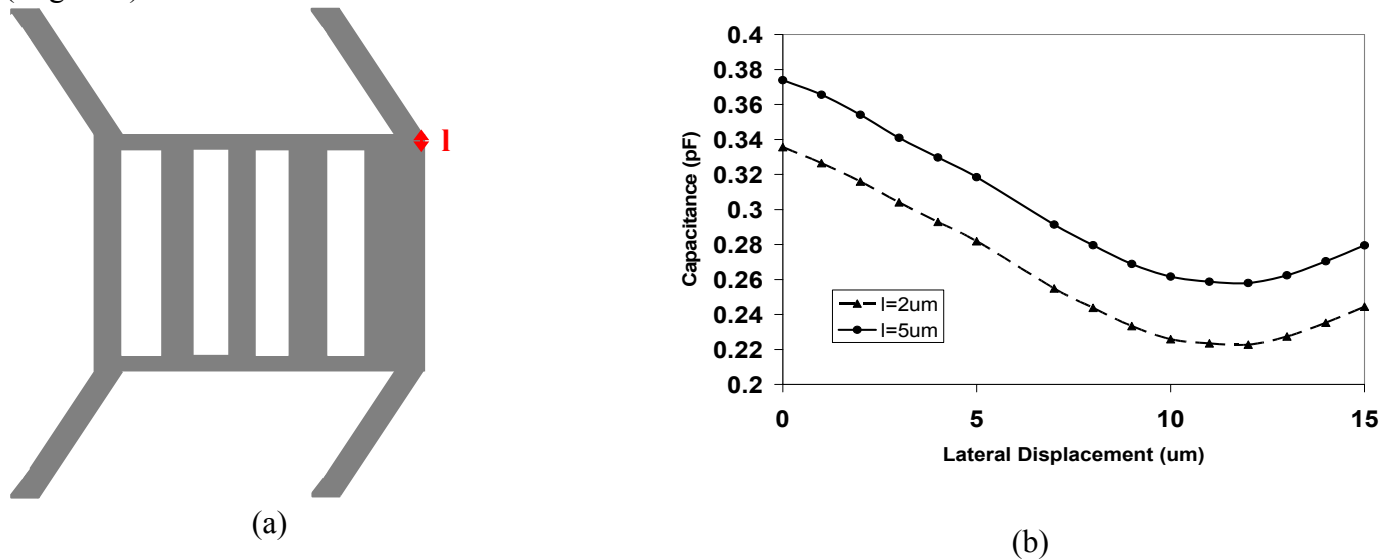


Figure 22. (a) Schéma de principe de l'électrode fragmentée suspendue avec le paramètre l étudié, (b) Capacité en fonction du déplacement latéral pour différentes valeurs de l .

Pour conclure, pour diminuer l'influence des effets de bords, et donc augmenter la variation de la capacité, nous devons augmenter la largeur des peignes, la distance entre ces derniers et diminuer la surface des zones non fragmentées.

2.3.1.2 Cas de l'actionnement électrostatique

La capacité proposée (voir fig. 23a) présente une variation de capacité simulée de 220 %, si on néglige les effets de bords, pour un actionneur électrostatique (de $0.17\ \text{pF}$ à $0.58\ \text{pF}$) (Fig. 23b). Les électrodes capacitatives fragmentées (40 peignes) AlSi fixe et suspendue ont été définies avec les paramètres géométriques suivants : $l = 400\ \mu\text{m}$, distance entre 2 peignes = $5\ \mu\text{m}$, et l'actionneur électrostatique a été défini suivant : $L = 360\ \mu\text{m}$, $w = 10\ \mu\text{m}$, $t = 10\ \mu\text{m}$ et gap = $6\ \mu\text{m}$. Afin d'augmenter la variation de capacité, nous utilisons 2 actionneurs électrostatiques de part et d'autre de l'électrode fragmentée AlSi (fig. 23a). Au départ, les 2 électrodes fixe et suspendue sont désalignées. Ensuite, en actionnant les électrodes en cuivre d'un côté, nous obtenons le maximum de capacité et en actionnant les électrodes en cuivre de l'autre côté, nous obtenons le minimum de capacité. Dans ce cas précis et en négligeant les effets de bords, nous pouvons atteindre une variation de capacité de plus de 400 %, avec des capacités minimum et maximum, respectivement de $0.17\ \text{pF}$ et $1.19\ \text{pF}$.

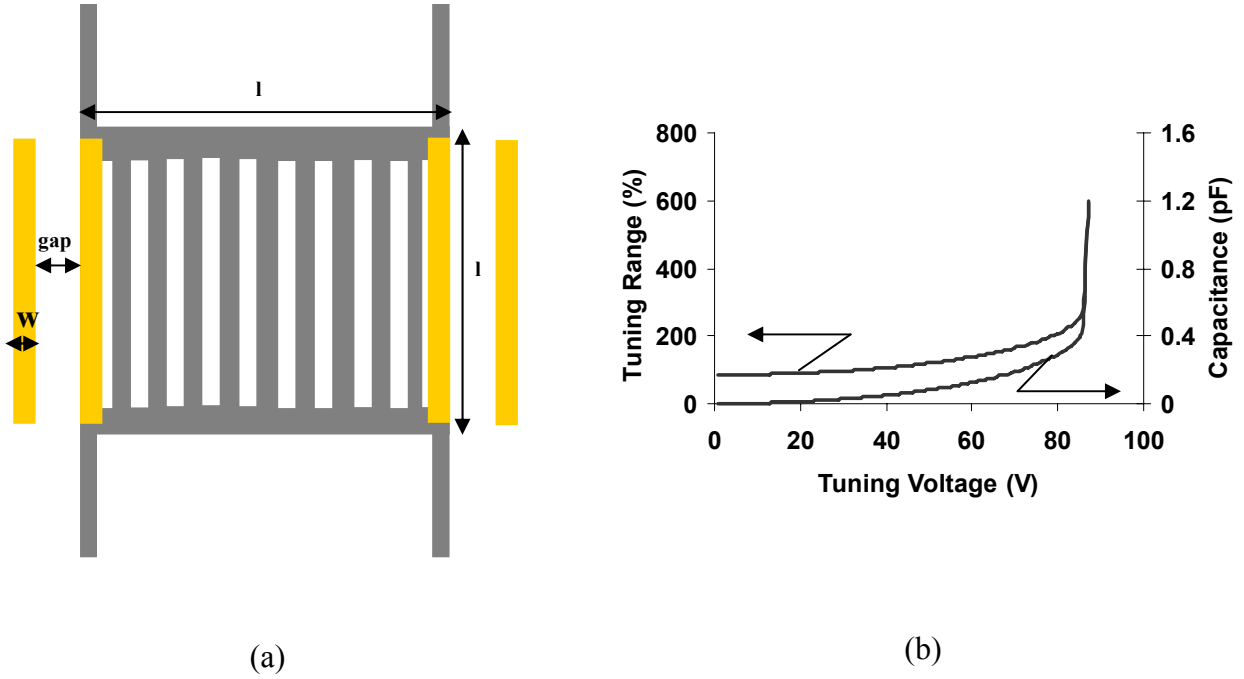


Figure 23. (a) Schéma de principe de la capacité variable à actionnement latéral électrostatique, (b) Variation de la capacité et capacité en fonction de la tension d'actionnement (simulation).

2.3.2 Cas des électrodes fragmentées en forme semi-circulaire (Actionnement électro-thermique rotation)

Nous avons vu à la figure 2b la structure capacitive en forme semi-circulaire avec les parties fragmentées et non fragmentées. La surface des électrodes fragmentées dépend notamment de l'angle de rotation et peut s'exprimer comme :

$$S_1 = \pi.r^2, \quad (44) \quad S_2 = \frac{2.\pi.(R_2^2 - R_1^2).(\theta_0 - \theta_e)}{360}, \quad (45)$$

$$S_3 = \frac{2.\pi.(R_3^2 - r^2).(\theta_0 - \theta_e)}{360}, \quad (46) \quad S_4 = \frac{2.\pi.(R_2^2 - R_1^2).(\theta'_0 - \theta_e).N}{360} \quad (47)$$

$$\text{et la surface totale est :} \quad S = S_{nf} + S_f, \quad (48)$$

avec $S_f = S_4$ et $S_{nf} = S_1 + S_2 + S_3$, respectivement les surfaces fragmentées et non-fragmentées. L'expression de la capacité sans prendre en compte les effets de bords est exprimée :

$$C = C_f + C_{nf} = \frac{\epsilon_0}{d} (S_f + S_{nf}), \quad (49)$$

C_f et C_{nf} ont respectivement une variation périodique et une linéaire lorsque l'angle de rotation augmente. Les paramètres géométriques sont les suivants : $R_1 = 190 \mu\text{m}$, $R_2 = 210 \mu\text{m}$, $R_3 = 60 \mu\text{m}$,

$r = 10 \mu\text{m}$, $\theta_i = 85^\circ$, $\theta_0 = 5^\circ$, $d = 1.2 \mu\text{m}$. θ_i , θ_0 et θ_e sont respectivement l'angle total de l'électrode suspendue entre, l'angle des peignes et l'angle de rotation. N est le nombre de peignes.

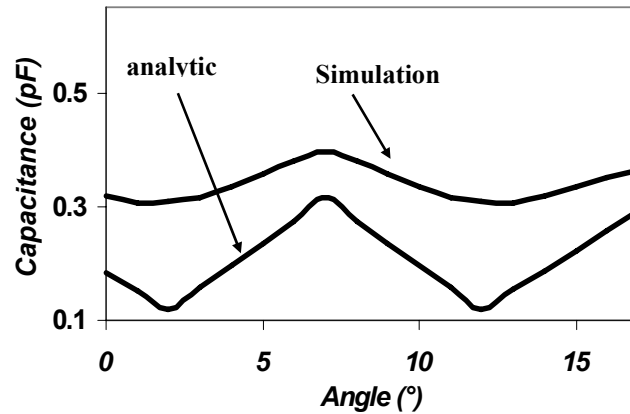
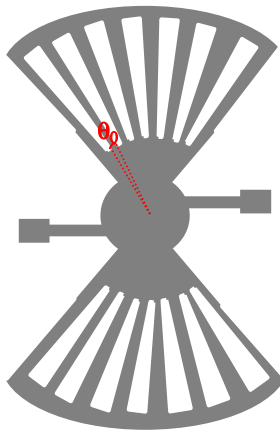


Figure 24. Capacité en fonction du déplacement angulaire

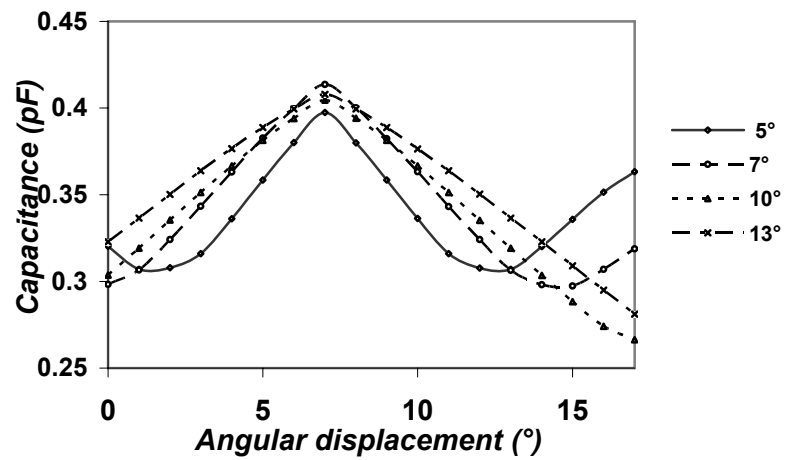
Pour un déplacement angulaire de 7° , nous obtenons, par étude analytique et par simulation ANSYS, respectivement des variations de capacités de 70 % et 30% (Fig. 24). Cet angle de 7° correspond à la rotation maximale possible de l'électrode suspendue (Voir Chapitre 4). La différence entre l'analytique et les simulations ANSYS vient de l'influence des effets de bords qui ne sont pas pris en compte dans l'étude analytique. De plus, cette variation est aussi limitée par le design de la structure, notamment la surface des électrodes. En minimisant les surfaces non fragmentées, et en étudiant par simulation ANSYS l'influences des différents paramètres géométriques, nous pourrions augmenter cette valeur de variation de plus de 100%.

Le but de l'optimisation qui va suivre consiste à augmenter la variation de capacité. Les capacités de 'fringing' doivent être minimisées. Nous allons d'abord étudier l'influence de l'angle des pignes θ_0 , ensuite celle de l'angle entre 2 peignes θ_0' (pitch) et enfin l'influence de la surface non fragmentée.

Nous nous sommes servis du design présenté à la figure 2b comme base de travail. Nous avons d'abord essayé d'augmenter la variation de capacité en changeant l'angle θ_0 . Chaque peigne est distant de θ_0 . La figure 25a montre un schéma de principe de l'électrode fragmentée suspendue. La figure 25b montre la capacité en fonction du déplacement angulaire pour différentes valeurs de θ_0 . La rotation maximale possible de l'électrode suspendue étant de 7° (Voir Chapitre 4), il était alors judicieux de se limiter à des angles de peignes de 5° à 13° . Par exemple, pour un angle de peigne de 7° et un angle entre ces derniers de 7° , le tuning range sera plus intéressant pour une rotation de l'électrode suspendue de 7° . La figure 25c montre le tableau récapitulatif des résultats de variation de capacité simulée. Nous pouvons voir que la variation est intéressante dans le cas de $\theta_0 = 13^\circ$ pour une rotation de l'électrode suspendue de 13° .



(a)



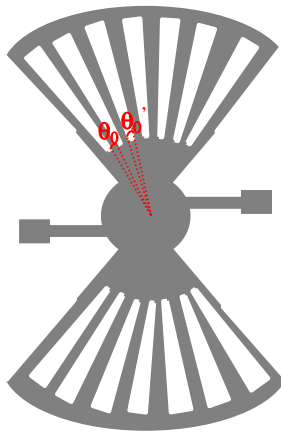
(b)

θ_0 (°)	TR (%)
5	29
7	39
10	52
13	64

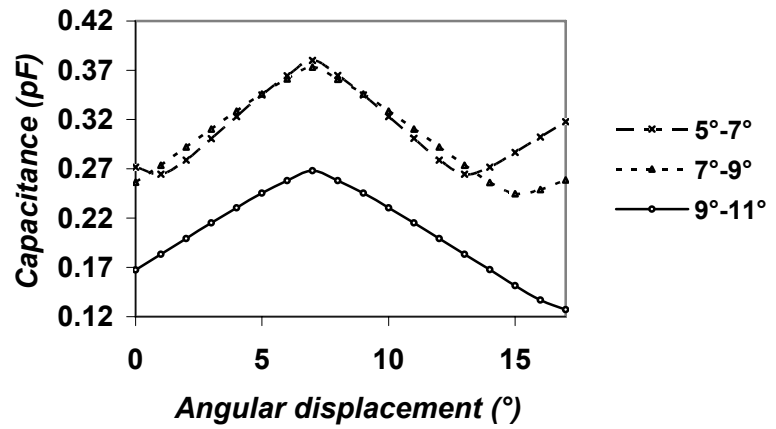
(c)

Figure 25. (a) Schéma de principe de l'électrode suspendue, (b) Capacité en fonction du déplacement angulaire pour différents angles θ_0
(c) Tableau récapitulatif des variations de capacités simulées.

Nous allons ensuite voir l'influence de l'angle entre chaque peigne θ_0 (pitch). Trois cas ont été étudiés : peignes de 5°, 7° et 9° séparés respectivement d'un angle de 7°, 9° et 11°. Compte tenu de l'angle maximal de rotation de l'électrode suspendue de 7°, il était judicieux de se limiter à des angles de peignes de 5° à 9° et des angles entre 2 peignes de 7° à 11° (Voir Chapitre 4). La figure 26a montre un schéma de principe de l'électrode suspendue. La figure 26b montre la capacité en fonction du déplacement angulaire pour les différents cas. La figure 26c montre le tableau récapitulatif des variations de capacité dans les 3 cas mentionnés ci-dessus. Nous pouvons constater que la variation de capacité est la plus importante pour des peignes de 9° distant de 11°. Dans ce cas précis, nous pouvons atteindre une variation de 60% pour une rotation de l'électrode suspendue de 9°.



(a)



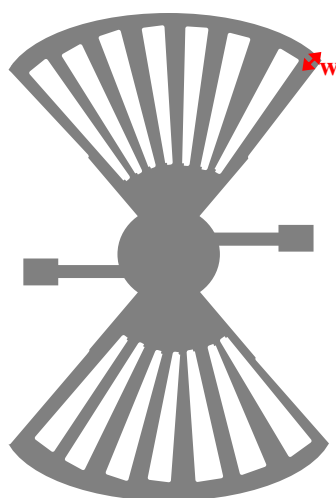
(b)

θ_0 (°)	θ_0' (°)	TR (%)
5	7	40
7	9	46
9	11	60

(c)

Figure 26. (a) Schéma de principe de l'électrode suspendue, (b) Capacité en fonction du déplacement angulaire pour différents angles θ_0 et θ_0' , (c) Tableau récapitulatif des variations de capacités simulées.

Enfin, nous allons étudier l'influence des surfaces non fragmentées. Nous gardons l'angle optimal déterminé lors des premières simulations $\theta_0 = 13^\circ$. Le pitch est de 13° . La partie centrale de l'électrode inférieure n'est pas un cercle plein mais un anneau de $5\ \mu\text{m}$ de large, afin de minimiser les parties non fragmentées. Ensuite, nous avons obtenu par simulation la capacité en fonction du déplacement angulaire pour différentes valeurs de w (Voir Fig. 27a). La figure 27b montre les résultats simulés des variations de capacité en fonction de w .



$w (\mu m)$	$TR (\%)$
5	39.5
10	28.3
15	28

Figure 27. (a) Schéma de principe de l'électrode suspendue, (b) Variation de capacité en fonction de w

Pour minimiser les capacités de 'fringing' et donc augmenter la variation de capacité, une solution est de minimiser les surfaces non fragmentées. L'inconvénient dans ce cas, est que la capacité totale diminue.

En conclusion, on peut dire que pour obtenir un maximum de variation de capacité, nous devons diminuer les capacités de 'fringing' : Pour cela, 3 approches possibles ont été mises en œuvre :

- Augmenter l'angle θ_0
- Augmenter l'angle entre les 2 peignes (pitch) θ_0
- Minimiser les surfaces non fragmentées

Nous avons finalement déterminé un design optimisé de la capacité variable MEMS à actionnement électro-thermique rotation présentant une variation de capacité de plus de 100% (110%). La figure 28 montre la capacité en fonction du déplacement angulaire dans le cas des peignes de 9° distants de 11° , $w = 5 \mu m$ et pour une rotation de l'électrode suspendue de 9° .

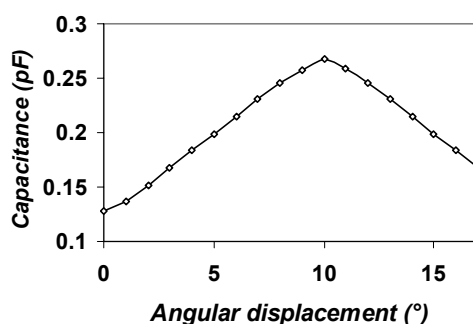


Figure 28. Capacité en fonction du déplacement angulaire (simulation ANSYS).

2.3.3 Modélisation des effets de bords par les transformations de Schwartz-Christoffel

Nous allons calculer la capacité entre des électrodes à peignes rectangulaires similaires à celles détaillées au paragraphe 1 (Figure 1). L'étude sera faite en 2D, on déterminera en effet la capacité par unité de longueur. Nous souhaitons, en effet, déterminer une relation analytique de la capacité en prenant en compte les effets de bords. Pour cela, une méthode de transformation conforme a été utilisée : la méthode de Schwartz-Christoffel. La figure 29a montre dans le plan z les électrodes inférieures (Electrode 1) et supérieures (Electrode 2). La figure 29b montre dans le plan semi-infini les transformations de Schwartz-Christoffel.

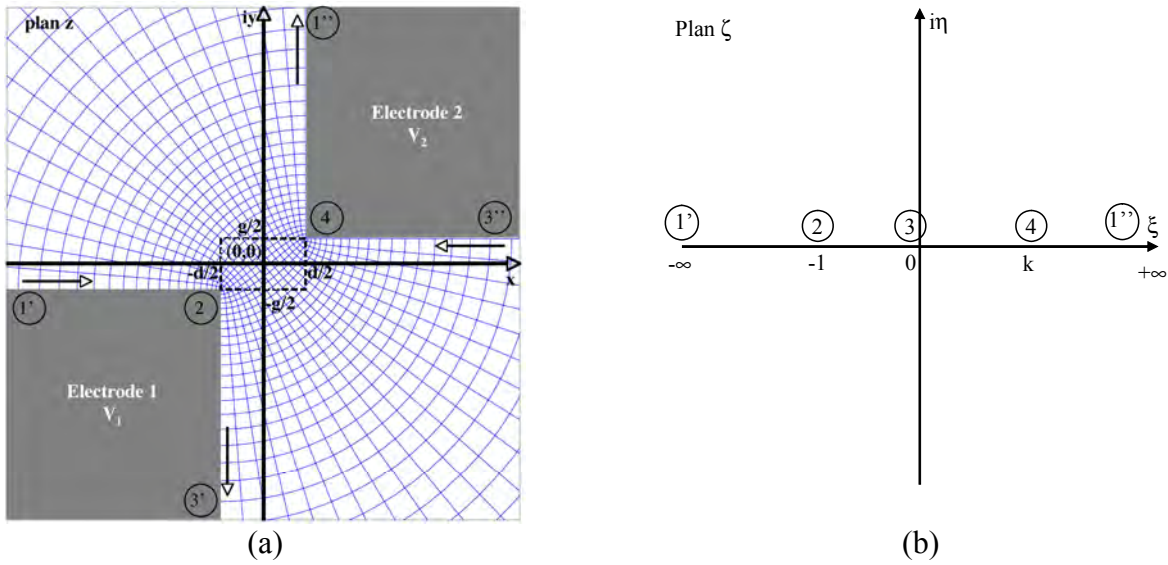


Figure 29. (a) Vue des électrodes 1 et 2 dans le plan z , (b) Transformation de Schwartz-Christoffel dans le plan ξ semi-infini [25].

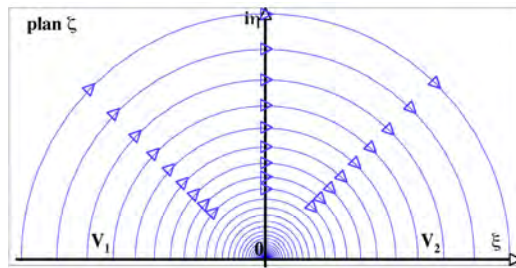


Figure 30. Distribution des lignes équipotentiels dans le plan ξ .

Dans le plan ξ à 2 dimensions, le potentiel complexe peut s'écrire :

$$w = V_2 + \frac{i}{\pi} (V_2 - V_1) \log(\zeta - \zeta_0), \zeta_0 = 0 \quad (50)$$

$$z = \int_{\zeta}^{\zeta_0} \frac{\sqrt{t+1}\sqrt{t-k}}{t^{3/2}} dt = \quad (51)$$

$$A \left[\frac{-2i \sqrt{1+\frac{1}{\zeta}} \sqrt{1-\frac{k}{\zeta}} ((k+1)F(i \csc h^{-1} \langle \sqrt{\zeta} \rangle - k) - 2E(i \csc h^{-1} \langle \sqrt{\zeta} \rangle - k)) \zeta^{3/2} - 2(k-\zeta)(\zeta+1)}{\sqrt{\zeta} \sqrt{\zeta+1} \sqrt{\zeta-k}} \right] + B$$

$$D'où z = A f(\xi) + B \quad (52)$$

$$\text{On suppose } A \text{ réel, et } B=B'+iB'' \text{ (k, A, B', B'' sont déterminés numériquement):} \quad (53)$$

$$Af(\zeta_2) + B = z_2 \Rightarrow Af(-1) + B' + iB'' = -\frac{d}{2} - i\frac{g}{2} \quad (54)$$

$$Af(\zeta_4) + B = z_4 \Rightarrow Af(k) + B' + iB'' = \frac{d}{2} + i\frac{g}{2} \quad (55)$$

$$A(f(k) - f(-1)) = d + ig \Rightarrow A \operatorname{Re}(f(k) - f(-1)) + iA \operatorname{Im}(f(k) - f(-1)) = d + ig \quad (56)$$

$$\operatorname{Re}(f(k) - f(-1))g = \operatorname{Im}(f(k) - f(-1))d \quad (57)$$

$$A \operatorname{Re}(f(k) - f(-1)) + 2B' = 0 \quad (58)$$

$$A \operatorname{Im}(f(k) - f(-1)) + 2B'' = 0 \quad (59)$$

D'après les équations (54) (55) et (56), nous pouvons en déduire respectivement k, B' et B''.

La capacité peut être calculée à partir de la relation qui donne la fonction de flux v dans le potentiel complexe :

$$w = u + iv \quad (60)$$

Pour l'électrode inférieure on obtient :

$$Q_{\text{inf}} = \varepsilon_0 (v_{\zeta_a} - v_{\zeta_b}) \quad (61)$$

$$z_a \equiv x_a = Af(\zeta_a) + B \quad (62)$$

$$z_b \equiv x_b = Af(\zeta_b) + B \quad (63)$$

$$w_j = V_2 + \frac{i}{\pi} (V_2 - V_1) \log(\zeta_j) = u_j + i v_j \quad (64)$$

ζ_a et ζ_b , des équations (62) et (63), sont déterminés après résolution numérique, à l'aide de Mathematica. De la même façon, on calcule la charge Q_{sup} sur l'électrode 2 entre les points x_c et y_d .

La valeur moyenne de la charge sur les deux électrodes divisée par la différence de potentiel donne approximativement la capacité associée à la surface des électrodes (ligne verte et rouge dans la fig.31).

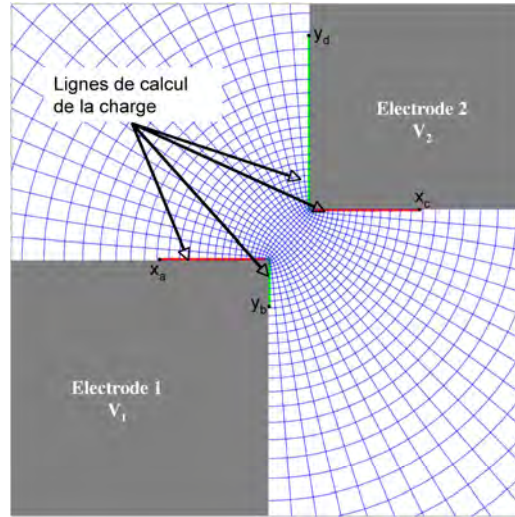
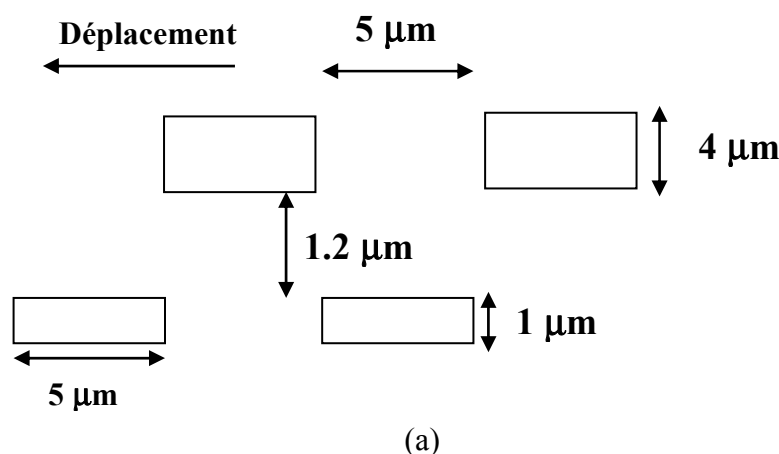


Figure 31. Lignes de calcul de la charge sur les électrodes 1 et 2.

Les formules théoriques des capacités avec effets de bords ont été déterminées par les transformation de Schwartz-Christoffel. Nous allons ainsi comparer les résultats analytiques avec les simulations ANSYS.

Nous avons pris un modèle 2D (Figure 32a). Les peignes au nombre de 4 et de 5 μm de large, sont séparés de 5 μm . Les épaisseurs des peignes inférieures et supérieures sont respectivement de 1 μm et 4 μm . Le gap est de 1.2 μm .



Déplacement (μm)	Capacité Analytique [F/m]	Capacité ANSYS [F/m]
0	1.57×10^{-16}	1.486×10^{-16}
0.2	1.55×10^{-16}	1.499×10^{-16}
0.5	1.54×10^{-16}	1.525×10^{-16}
1	1.56×10^{-16}	1.58×10^{-16}
2	1.68×10^{-16}	1.717×10^{-16}
2.5	1.72×10^{-16}	1.791×10^{-16}

(b)

Figure 32. (a) Modèle 2D de la capacité à électrodes fragmentées, (b) Résultats des valeurs de capacités calculées analytiquement par les transformations de Schwartz-Christoffel et simulées par ANSYS.

La figure 32b montre les résultats de la capacité par unité de longueur calculée analytiquement par les transformations de Schwartz-Christoffel et par simulations ANSYS. La valeur de déplacement 0 dans le tableau indique que les peignes sont dans la configuration illustrée figure 32a, alors que la valeur 2.5 indique que les peignes inférieures et supérieures sont à moitié en regard. Les résultats entre l'analytique et la simulation sont proches.

Le modèle analytique expliqué au-dessus semble prendre en compte les capacités liées aux effets de bords.

Conclusion

Ce chapitre a d'abord présenté les différents principes des actionnements électrostatique et électro-thermique, et les mécanismes physiques mis en jeu. Nous avons modélisé analytiquement et par éléments finis ANSYS ces principes. Nous avons obtenus par simulation ANSYS, par exemple, dans le cas de l'actionnement électro-thermique rotation, une température maximale dans le bras de 437.65 K, après une tension d'actionnement de 1 V. Cette valeur est proche de celle calculée analytiquement. Elles seront comparées au chapitre 4 avec les mesures de température à la caméra infra-rouge. De plus, la structure semble se déplacer par rotation d'environ 7° dans le plan et aussi verticalement d'environ $4\text{ }\mu\text{m}$. Ces résultats analytiques seront aussi comparés avec les mesures au profilomètre optique dynamique (Chapitre 4).

Par ailleurs, nous avons aussi montré par simulation ANSYS l'influence des effets de bords sur la variation de la capacité. En résumé, dans le cas des électrodes fragmentées rectangulaires, pour diminuer l'influence des effets de bords, et donc augmenter la variation de la capacité, nous devons augmenter la largeur des peignes, la distance entre eux et diminuer la surface des zones non fragmentées.

Dans le cas des électrodes semi-circulaires, on peut dire que pour obtenir un maximum de variation de capacité, nous devons diminuer les capacités de 'fringing' : Pour cela, 3 approches possibles ont été mises en œuvre :

- Augmenter l'angle des peignes θ_0
- Augmenter l'angle entre les 2 peignes (pitch) θ_0'
- Minimiser les surfaces non fragmentées

Une étude d'optimisation a été conduite dans un espace limité de variation des paramètres, sans viser un plan défini d'expériences. Essentiellement des limites technologiques et de design ont été imposées dans ce processus qui nécessitera des investigations futures plus complètes.

Nous avons finalement déterminé un design optimisé de la capacité variable MEMS à actionnement électro-thermique rotation présentant une variation de capacité de plus de 100% (110%).

Enfin, un modèle analytique de capacité, basé sur les transformations de Schwartz-Christoffel, qui prendrait donc en compte les effets de bords, a été mis en œuvre.

Références Bibliographiques

- [1] YOUNG D.J. AND BOSER B.E.,
'A micromachined variable capacitor for monolithic low-noise VCOS', Solid-State Sensor And Actuator Workshop, p. 86-89, 1996.
- [2] DEC A. AND SUYAMA K.,
'Micromachined electro-mechanically tunable capacitors and their applications to RF IC's', IEEE Transactions on microwave theory and techniques 46 (12), p. 2587-2596, 1998.
- [3] LIU Q. AND HUANG Q.-A.,
'Micromachined variable capacitors with laterally positioned suspended plates', Micromachining and Microfabrication Process Technology and Devices, Proceedings of SPIE, vol. 4601, 2001.
- [4] WILSON J., BASHIRULLAH R., et al.,
'Design of rotating MEMS tunable capacitors for use at RF and Microwave frequencies', Design, Characterization, and Packaging for MEMS and Microelectronics II, Proceedings of SPIE, vol. 4593, 2001.
- [5] COMTOIS J.H., BRIGHT V.M., PHILIPS M.W.,
'Thermal microactuators for surface micromachining processes', The International Society for Optical Engineering, SPIE vol. 2642, p.10-21, 1995
- [6] MURATET S., THESE,
'Conception, caractérisation et modélisation : Fiabilité predictive de MEMS à actionnement électrothermique', INSA Toulouse, 2005
- [7] BIANCHI A.-M., FAUTRELLE Y., ETAY J., LIVRE
'Transferts thermiques', Agence universitaire de la francophonie, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 2004
- [8] DONG Y., AMIR K. AND RAAFAT M.,
'Modeling of two-hot-arm horizontal thermal actuator', J. Micromech. Microeng., vol. 13, p. 312-322, 2003.
- [9] PAN C.H. AND CHANG C.-L.,
'Design and fabrication of an electro-thermal microactuator with multidirectional in plane motion', J. Microlith. Microfab. Microsyst., vol. 4, 2005
- [10] LAMMEL G., SCHWEIZER S. AND RENAUD P., LIVRE
'Optical microscanners and microspectrometers using thermal bimorph actuators', Kluwer Academic Publishers, Microsystems, vol.8, 2002.

- [11] LIN L., CHIA M.,
'Electrothermal responses of lineshape microstructures', Sensors and Actuators A 55, p. 35-41, 1996.
- [12] HICKEY R., SAMEOTO D., HBBARD T. AND KUJATH M.,
'Time and frequency response of two-arm micromachined thermal actuators', J. Micromech. Microeng., vol.13, p.40-46, 2003.
- [13] OTTE H.M., MONTAGUE W.G. AND WELCH D.O.,
'x-Ray Diffractometer determination of the thermal expansion coefficient of aluminum near room temperature', Journal of Applied Physics, Vol. 34, Issue 10, pp. 3149-3150, Octobre 1963.
- [14] TRAINING MANUEL ANSYS
'Multiphysics Simulation for MEMS', Release 1, Inventory #001709, 2002.
- [15] JOHNSTONE R.W. AND PARAMESWARAN
'Modelling surface-micromachined electrothermal actuators', Can. J. Elect. Comput. Eng., Vol. 29, No. 3, July 2004.
- [16] D. Tsamados, Thèse,
'Conception et caractérisation de microsystèmes électromécaniques:Etude de la fiabilité des capacités accordables des MEMS RF', INPG Grenoble, 2005.
- [17] MANKAME N.D. AND ANANTHASURESH,
'Comprehensive thermal modeling and characterization of an electro-thermal-compliant microactuator', J. Micromech. Microeng., 11, p. 452-462, 2001.
- [18] PU C., PARK S., et al.,
'Electrostatic actuation of three dimensional MEMS mirrors using sidewall electrodes', IEEE Journal of selected topics in quantum electronics, vol. 10, p. 472-477, 2004.
- [19] SEEGER D.,
'Simultaneous fabrication of RF MEMS switches and resonators using copper-based CMOS interconnect manufacturing methods', 17th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, p. 789-792, 2004.
- [20] FEDDER G., THESE,
'Simulation of microelectromechanical system', Massachusetts Institute of Technology, USA, 1994.
- [21] ZOU J., LIU C., et al.,
'Development of a wide tuning range MEMS tunable capacitor for wireless communication systems', Electron Devices Meeting IEDM Technical Digest, p. 403-406, 2000
- [22] NIKNEJAD Ali M.,
'Modeling of passives elements with ASITIC', IEEE Radio Frequency Circuits Symposium, p. 303-306, 2002.

- [23] PALMER H.B.,
'The capacitance of a Parallel-Plate Capacitor by the Schwartz-Christoffel Transformation', Trans. AIEE, Vol. 56, p. 363-367, 1937
- [24] HOSSEINI M, GUCHUAN Z., et al.
'A new model of fringing capacitance and its application to the control of parallel-plate electrostatic micro actuators', DTIP, p. 211-216, 2006
- [25] E. DURAND, Livre,
Electrostatique : Tome I (Les distributions) et Tomes II (Méthodes de calcul, diélectriques), Masson et C^{ie}, 1966.

Chapitre 3

Mise en œuvre du procédé technologique pour la fabrication des composants passifs MEMS

Introduction

La réalisation des composants passifs MEMS est une partie importante de ce travail de thèse. Cette réalisation a été mise en œuvre dans les salles blanches du CMI à l'EPFL (Centre de Micro et Nanotechnologie). Ces réalisations ont été faites en utilisant les procédés de fabrication de la microélectronique. Un premier travail consistait à choisir les matériaux des couches structurales et sacrificielles pour l'élaboration du procédé de fabrication. Ces choix ont été basés sur des matériaux existants au CMI et adaptés au procédé après plusieurs tests technologiques. On vérifiera entre autres la compatibilité des procédés de dépôt avec l'approche d'intégration Above-IC (au-dessus des niveaux d'interconnexions) des composants passifs MEMS.

L'objectif de ce chapitre est de présenter les choix technologiques et le procédé complet pour la fabrication des composants passifs MEMS (capacités variables, inductances, filtres LC). Ce procédé complet doit permettre de fabriquer tous les composants passifs présentés au chapitre 2.

La fabrication des capacités variables et des inductances a fait l'objet d'une collaboration entre STMicroelectronics et l'EPFL dans le cadre du projet européen MIMOSA (Microsystems platform for MOBILE Services and Applications, IST- 2002-507045). La fabrication des filtres (GSM 1.8 GHz et WLAN 5.2 GHz) a fait l'objet d'une collaboration entre l'IMT-Bucharest et l'EPFL dans le cadre du projet européen AMICOM (European Network of Excellence on RF MEMS and RF Microsystems, FP6-2002-IST-1).

3.1 Choix technologiques

Les wafers utilisés au cours du procédé technologique sont des wafers silicium 100 mm, de type p (Bore), orientés suivant (1-0-0), d'épaisseur 525 μm et de résistivités supérieures à 8 $\text{k}\Omega\cdot\text{cm}$.

Les choix des matériaux, que nous avons utilisés, dépendent de plusieurs paramètres. Les caractéristiques électriques sont les paramètres les plus déterminants de nos choix ainsi que les méthodes de dépôts de ces matériaux. La reproductibilité, le coût et la compatibilité avec les technologies microélectroniques doivent également être pris en compte pour le choix des matériaux et méthode de dépôt. Dans la première partie du procédé de fabrication, nous avons besoin de définir les couches structurales et sacrificielles.

Le métal choisi comme couche structurale est un composé d'aluminium et de silicium 4%, noté par la suite AlSi 4%. Pour protéger les électrodes inférieures d'un éventuel court circuit avec celles suspendues et mobiles, une couche d'oxyde à basse température LTO (Low Temperature Oxide) a été déposée.

Pour que les parties mobiles puissent bouger, il faut déposer une couche appelée couche sacrificielle, c'est-à-dire une couche destinée à recevoir les parties mobiles, qui sera totalement enlevée en fin de procédé, pendant l'étape dite de libération. Il doit donc exister pour cette couche des méthodes de gravures sélectives par rapport aux autres matériaux utilisés dans le procédé technologique. Pour réaliser donc des prototypes avec une technologie peu coûteuse et simple, le choix de la couche sacrificielle a été le polyimide. En effet, pour définir, en deuxième partie du procédé, les électrodes d'actionnement électrostatique en cuivre, les inductances en cuivre et enfin les filtres LC, nous avons utilisé le polyimide. Ce dernier permet de définir les moules avant le dépôt de la couche d'accrochage et l'électrodéposition du cuivre.

Pour protéger le cuivre de l'oxydation lors de la libération, une couche d'oxyde à basse température LTO a été déposée.

3.1.1 Etude du matériau pour la couche structurale

3.1.1.1 Rugosité, état de surface

Le métal choisi pour définir les électrodes inférieures et supérieures est un composé d'aluminium et de silicium, appelé AlSi x%. C'est en effet le meilleur choix disponible au CMI. Il existe trois différentes compositions x de silicium : 1%, 2% et 4%. Les propriétés mécaniques de l'AlSi x% sont proches de celles de l'aluminium (module d'Young $E \cong 70 GPa$ et coefficient de poisson $\nu \cong 0.35$) ; en fait, plus le pourcentage de silicium augmente, plus le module d'Young augmente (variation linéaire) et le coefficient de Poisson diminue (plus grande raideur) [1,2]. La conductivité de l'AlSi 4% est égale à $3.03 \cdot 10^7$ S/m ; elle est légèrement inférieure à celle de l'aluminium bulk ($3.82 \cdot 10^7$ S/m).

Par conséquent, l'AlSi 4% a été choisi comme couche structurale des MEMS.

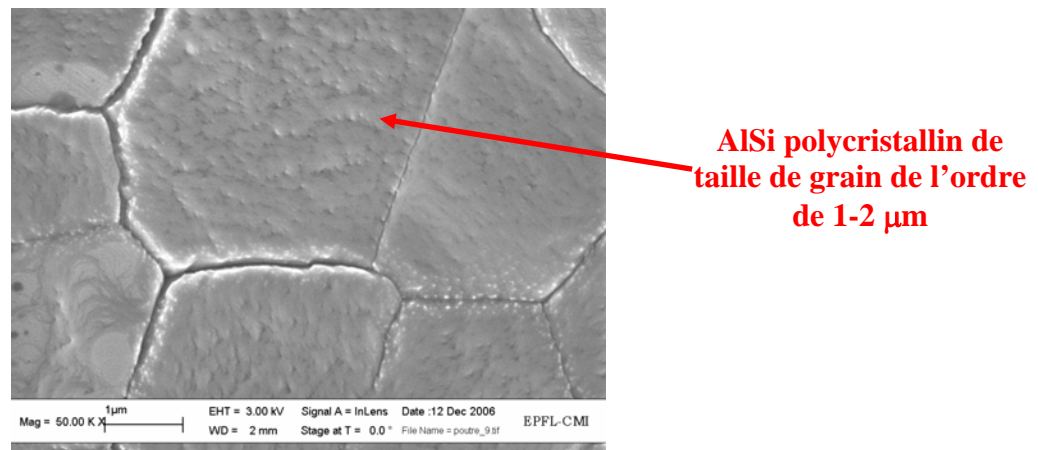


Figure 1. Photo MEB de l'état de surface du matériau structural AlSi 4%.

Après le dépôt par pulvérisation cathodique de l'AlSi 4%, ce dernier cristallise et de gros grains apparaissent à la surface. La rugosité de ce matériau est ainsi très importante (Fig. 1). En effet, les observations au microscope à balayage électronique de l'AlSi 4% permettent d'observer une taille de grain moyenne de 1-2 µm de diamètre. Ce qui induit donc une forte rigidité du matériau et aussi une forte rugosité.

Le microscope à force atomique (AFM) est utilisé entre autres pour l'extraction de l'état de surface du matériau structural. En effet, l'imagerie de surface permet de déterminer la rugosité d'un matériau et d'obtenir des renseignements sur la taille des grains d'un matériau. Ainsi, des phénomènes tels que la densification, la recristallisation ou l'apparition de microfissures peuvent être détectés.

La figure 1a montre une image 3D de la surface, les figures 1b et c montrent respectivement la ligne prise pour la mesure de la topologie et la topologie elle-même.
On obtient une rugosité moyenne de 50 nm.

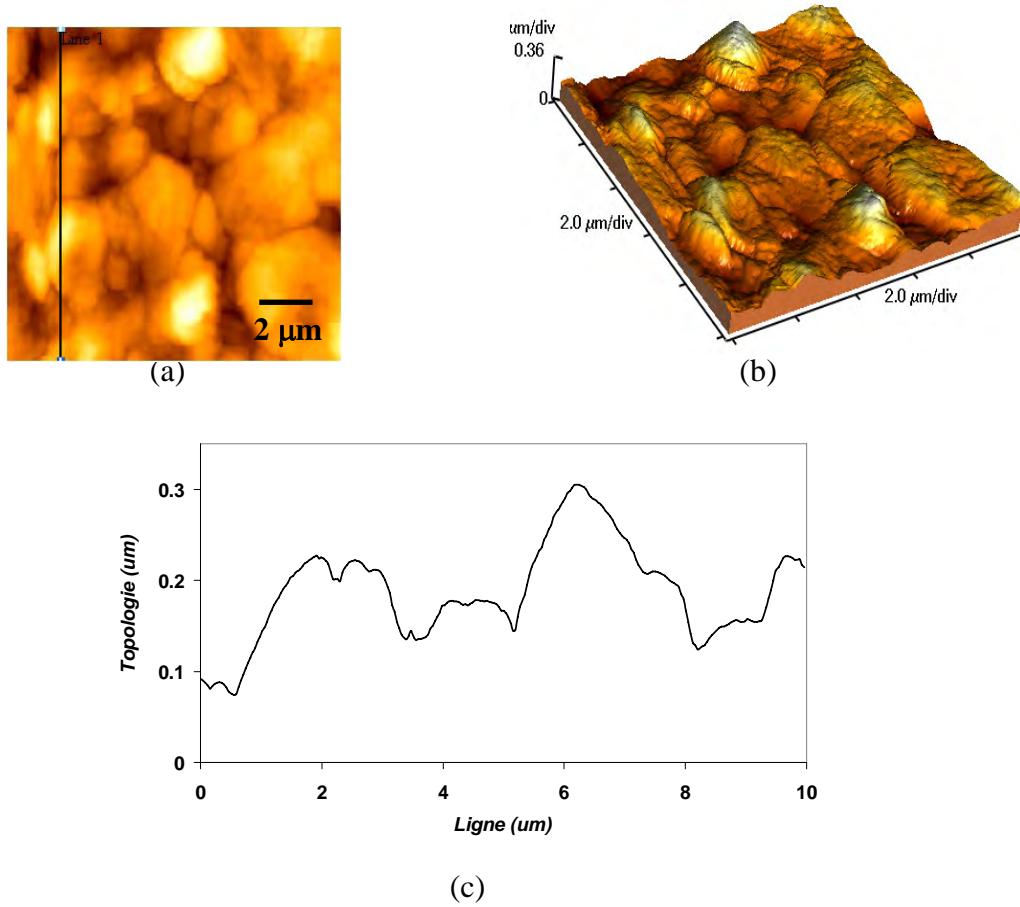


Figure 2. Observation au microscope AFM de la surface du matériau structural AlSi 4% :
(a) image 2D, (b) image 3D, (c) topologie.

3.1.1.2 Mesure du module d'Young

Afin de mesurer et donc confirmer le module d'Young de l'AlSi 4%, on utilise des poutres encastrée-encastrée de longueurs différentes. Les mesures électriques de la tension d'effondrement (tension de pull-in) aboutissent donc à la détermination du module d'Young. On mesure la tension de pull-in correspondante à chaque poutre et on en déduit le module d'Young via la relation suivante [3]:

$$L = \sqrt{\frac{8|\sigma|t + \sqrt{64|\sigma|^2 t^2 + \frac{432\varepsilon_0|E|t^3 V_{PI}^2}{g_0^3}}}{\frac{27\varepsilon_0 V_{PI}^2}{4g_0^3}}} \quad (1)$$

avec $|\sigma| = \frac{\sigma_0}{(1-\nu)}$, $|E| = \frac{E}{(1-\nu^2)}$, avec L la longueur de la poutre, σ_0 les contraintes résiduelles initiales, ν le coefficient de poisson, t l'épaisseur de la poutre, ϵ_0 la permittivité du vide, V_{PI} la tension de pull-in, g_0 le gap initial entre l'électrode inférieure et l'électrode supérieure.

La figure 3 montre une image MEB d'une électrode fixe et d'une électrode encastrée - encastrée, suspendue au dessus d'un gap de 1.4 μm . La largeur et l'épaisseur sont respectivement de 20 μm et 4.8 μm . La longueur de la poutre varie de 530 μm à 590 μm . En utilisant un analyseur type HP4155B, on applique une tension entre les deux électrodes et on mesure le courant lorsque les deux électrodes sont en contact. On détermine ensuite la tension de pull-in. Pour différentes longueurs d'électrodes, nous avons mesuré la tension de pull-in correspondante. On peut ensuite remonter au module de Young du matériau structurel.

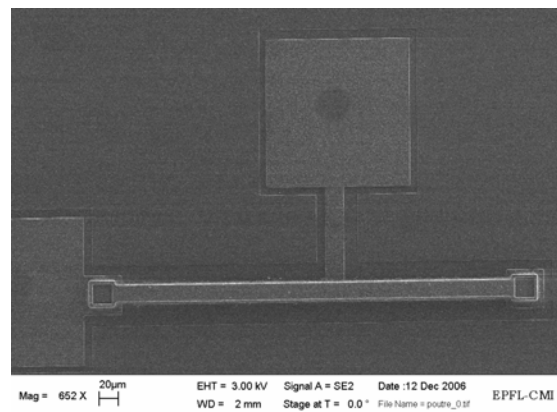


Figure 3. Image MEB d'une poutre encastrée-encastrée.

L (μm)	V_{PI} (V)	E (GPa)
530	49.3	106.2
560	45.1	80.5
570	43.9	73.1
580	43.2	77.2
590	42.7	86.4

Table 1. Résultats des mesures de la tension de pull-in et du module d'Young.

Le tableau 1 ci-dessus indique les valeurs de la tension de pull-in, déduite de la relation précédente, pour chaque longueur de poutre et ainsi le module d'Young correspondant. On en déduit un module d'Young moyen de 85 GPa.

3.1.1.3 Origines et mesures des contraintes

Les contraintes résiduelles ou internes sont les contraintes mécaniques qui subsistent dans un matériau en l'absence de toute sollicitation extérieure. Pratiquement toutes les couches minces déposées par pulvérisation cathodique présentent des contraintes internes. Les contraintes dans les

films minces se classent en général en deux catégories : les contraintes extrinsèques dues à une sollicitation externe et les contraintes intrinsèques spécifiques aux matériaux. La contrainte résiduelle globale peut s'écrire comme la somme de ces deux composantes. Si les contraintes totales deviennent trop importantes, elles peuvent provoquer une rupture de l'adhérence de la couche sur le substrat [4] : $\sigma_{résiduelle} = \sigma_{extrinsèque} + \sigma_{intrinsèque}$

a) Contraintes extrinsèques

Les contraintes extrinsèques sont essentiellement d'origine thermique. Elles sont dues à la différence des coefficients de dilatation du film α_f et du substrat α_s . La figure 4 schématise l'apparition de la contrainte thermique.

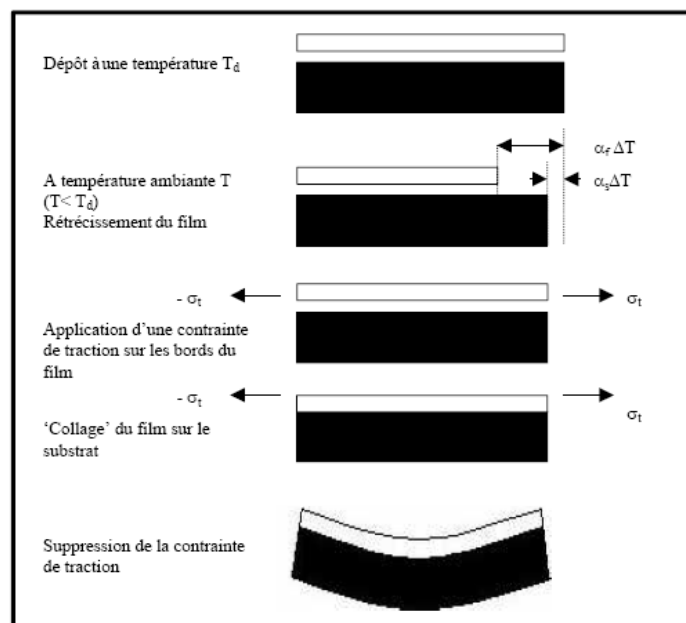


Figure 4. Représentation de l'origine phénoménologique de la contrainte résiduelle d'origine thermique dans ce cas d'un système film/substrat.

Les hypothèses sont les suivantes :

- Les déformations de flexion sont négligeables (le rayon de courbure R du système est très grand devant les épaisseurs du film et du substrat)
- Le film est isotrope
- Les coefficients de dilatation thermique du film et du substrat respectivement α_f et α_s sont isotropes et considérés constants sur la plage de température étudiée.

Un film déposé par pulvérisation à T_d et ensuite à une température T (à la température ambiante par exemple), subit une déformation dans le plan du film. En supposant que le film est plus mince que le substrat (ce qui est généralement le cas) et qu'il est déposé sur celui-ci dans un état de

contraintes libres, on peut alors estimer qu'à température ambiante, le film mince se rétrécira selon la déformation définie par le coefficient de dilatation thermique du substrat.

La déformation thermique du substrat dans le plan se définit de la façon suivante :

$$\varepsilon_s^{th} = \alpha_s (T - T_d) \quad (2)$$

Si le film n'était pas attaché au substrat, sa déformation serait :

$$\varepsilon_{f, libre}^{th} = \alpha_f (T - T_d) \quad (3)$$

Ainsi, la déformation différentielle à l'interface s'exprime par :

$$\varepsilon_f^{th} = (\alpha_s - \alpha_f) (T - T_d) \quad (4)$$

Dans le cas des contraintes planes, nous obtenons alors :

$$\sigma_f = \left[\frac{E_f}{(1 - \nu_f)} \right] (\alpha_s - \alpha_f) (T - T_d), \text{ où } E_f \text{ et } \nu_f \text{ sont respectivement le module d'Young et le coefficient de Poisson du film.} \quad (5)$$

b) Contraintes intrinsèques

Les contraintes internes sont liées au procédé de fabrication. Elles ont plusieurs origines :

- L'incorporation d'impuretés dans la couche a un effet très variable sur les contraintes selon leur mode d'incorporation (substitutionnel, interstitiel...), leur réactivité (composés ou précipités) et selon leur taille. Elle peut être volontaire dans le cas du dopage. Les contaminations les plus courantes sont causées par l'oxygène, le carbone et l'argon.
- Des variations de température durant le dépôt
- Une structure de croissance désordonnée
- L'angle d'incidence des atomes déposés lors de la pulvérisation
- Le bombardement de la couche par des particules énergétiques

Le plus souvent, le processus de génération des contraintes n'intervient pas de façon identique tout au long du dépôt créant ainsi un gradient de contrainte, c'est-à-dire une variation des contraintes selon l'épaisseur du film. Quelques causes de génération de gradient de contraintes sont un dopage non uniforme dans le film, une contamination de la couche variable dans l'épaisseur due à un dégazage des parois ou des réactions chimiques durant le dépôt et une variation non maîtrisée de la température au cours du dépôt, c'est par exemple le cas de l'échauffement du porte substrat sous le bombardement électronique lors d'une pulvérisation.

c) Effets des contraintes résiduelles

Les films minces déposés sur des substrat et ayant éventuellement subi d'autres procédés technologiques (traitement thermique), peuvent présenter des contraintes résiduelles. Ces contraintes ont des effets importants sur les microstructures tels que l'allongement ou le rétrécissement d'une poutre dans le cas de contraintes moyennes extensives ou compressives, le fléchissement hors plan d'une poutre encastree-encastree ou encastree-libre soumise respectivement à une contrainte compressive ou un gradient de contrainte.

d) Relaxation des contraintes

Le cas d'une poutre encastree-libre vue en coupe est illustrée à différentes étapes de la relaxation des contraintes (Fig. 5). La poutre ci-dessous est soumise à une contrainte moyenne compressive et à un gradient de contrainte [4] :

$$\sigma_{total} = \sigma_0 + \frac{\sigma_1}{H/2} Z \quad (6)$$

où σ , σ_0 , σ_1 , H et Z sont respectivement la contrainte totale dans le film, la contrainte moyenne, le gradient de contrainte, l'épaisseur de la poutre et l'ordonnée le long de l'épaisseur de la poutre.

Lorsque la poutre est libérée, la longueur de la poutre augmente sensiblement, relaxant ainsi les contraintes compressives de telle sorte que la contrainte moyenne σ_0 s'annule. Cependant, le gradient de contrainte est encore présent comme illustré figure 5. Ce gradient de contrainte crée un moment qui fléchit la poutre, transférant le moment fléchissant externe dû au gradient de contrainte initial en un moment fléchissant interne de même amplitude. A l'état d'équilibre, le moment total est alors nul. Les contraintes créées par le fléchissement varient linéairement à travers la poutre. Pour le cas d'un gradient de contrainte initial linéaire, les variations de contraintes créées par fléchissement annulent exactement les variations de contraintes initiales, Après fléchissement, les contraintes sont nulles dans la poutre, mais la poutre est fléchie.

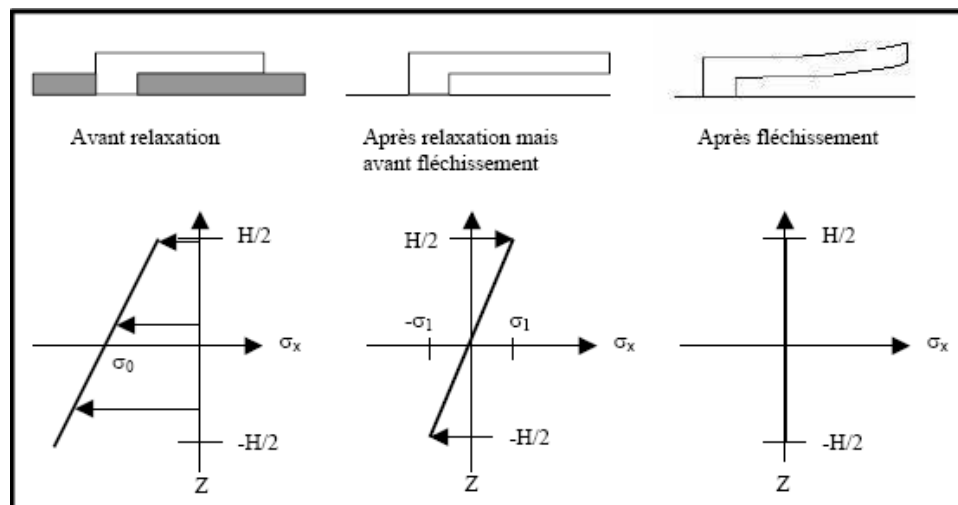


Figure 5. *Processus de relaxation des contraintes dans une poutre encastrée-libre.*

Pour une bonne caractérisation du prototype finale, il est effectivement nécessaire de connaître les contraintes résiduelles dans la couche structurale AlSi 4%. Plusieurs méthodes ont été répertoriées ces dernières années [5] [6], mais une a manifesté notre intérêt. C'est une jauge de contrainte [7] qui peut être fabriquée in situ avec les prototypes tels que les composants passifs MEMS. Ce principe fut développé par Lin de l'université de Berkeley en Californie [7]. Cette jauge, dont le schéma de principe est représenté figure 6, permet d'évaluer les contraintes en compression ou en tension. Ce schéma est constitué de trois poutres : une poutre dite test (test beam), une poutre dite transverse (slope beam) et enfin d'une poutre dite indicateur (indicator beam). La poutre test est fixe d'un côté et devrait se dilater ou se contracter de l'autre après libération. Ce mouvement sera ainsi transféré à la poutre transverse engendrant par la suite une légère rotation au niveau du centre de la même poutre. On observe alors un déplacement important de la poutre indicateur, qui pourra ainsi être évalué sur le vernier de la jauge, grâce au microscope MEB. Une déflexion de l'indicateur vers la droite indique un film contraint en compression et une déflexion vers la gauche indique un film contraint en tension.

Le tableau 2 indique les valeurs prises pour le design de la jauge [7].

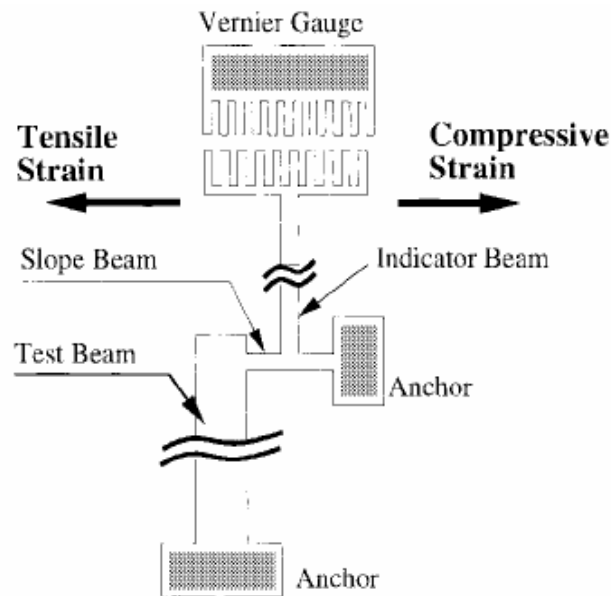


Figure 6. Schéma de principe de la jauge de contrainte basée sur l'amplification mécanique [7].

Eléments	Valeurs
Longueur de la poutre test	500 μm
Longueur de la poutre transverse	20 μm
Longueur de la poutre indicateur	500 μm
Largeur de la poutre test	30 μm
Largeur de la poutre transverse	1.2 μm
Largeur de la poutre indicateur	2 μm
Epaisseur de la couche structurale	2 μm
Largeur des doigts du vernier	1 μm
Longueur des doigts du vernier	4 μm
Distance entre doigts du vernier	3 μm
Distance entre vernier inférieure et le vernier supérieure	2 μm

Table 2. Valeurs des éléments du design de la jauge de contrainte.

La figure 7 montre une image prise au MEB d'une jauge de contraintes après libération. Elle permet de mesurer la contrainte résiduelle moyenne dans le film et d'indiquer le signe de celle-ci. Par conséquent, ce signe apportera l'information d'une contrainte en tension ou en compression. On observe une déflexion de la poutre appelée indicateur vers la gauche. Par conséquent, l'AlSi 4% présente une contrainte résiduelle en tension.

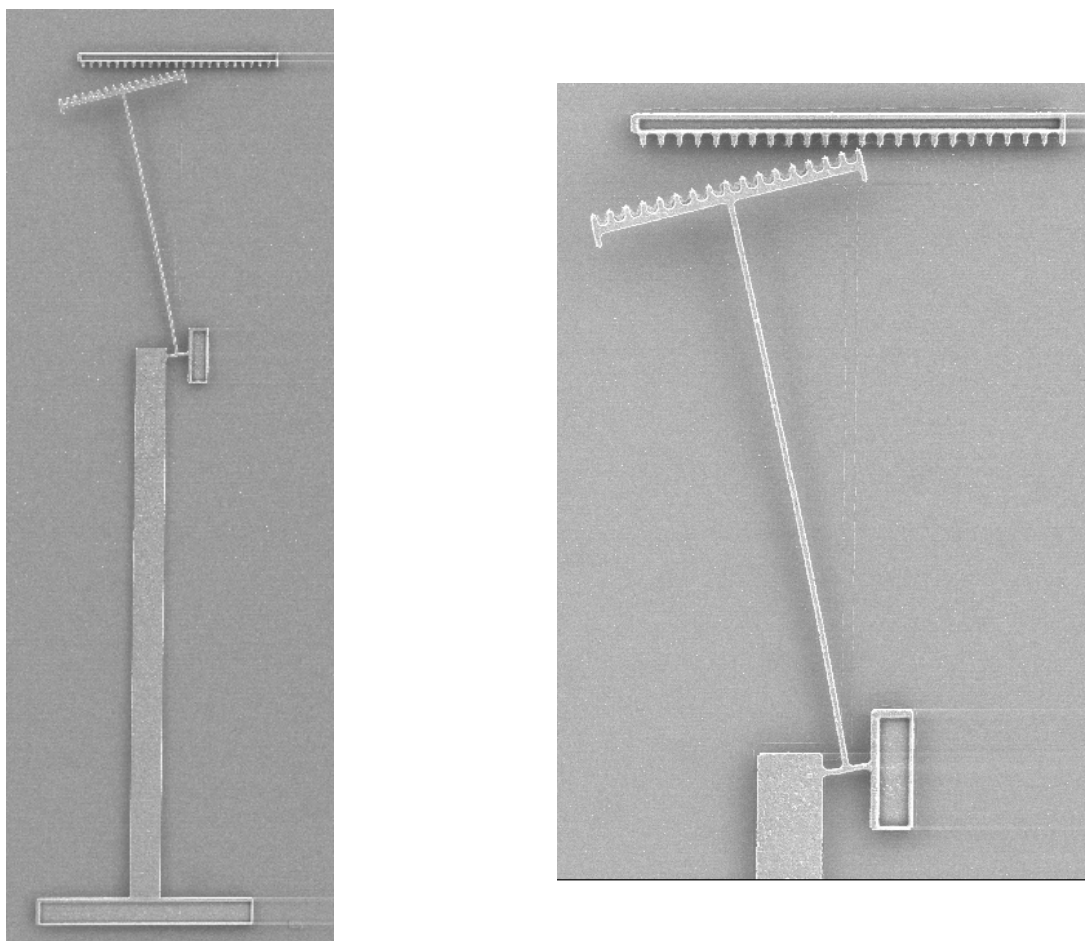
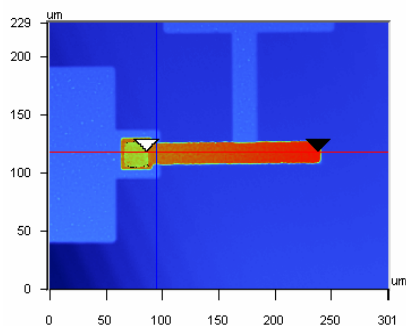
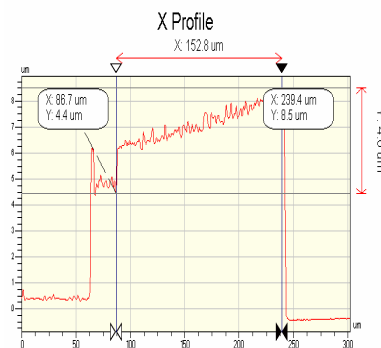


Figure 7. Image MEB d'une jauge de contrainte après libération.

La figure 8 montre un profil d'une poutre encastée-libre après libération. Elle nous indique un fléchissement hors plan de la poutre et donc cette dernière est soumise à un gradient de contrainte. On peut alors conclure que l'AlSi 4% présente une contrainte résiduelle en tension et un gradient de contrainte.



(a)



(b)

Figure 8. Profilomètre optique : (a) image de la poutre, (b) mesure du profil.

e) Calcul du gradient de contrainte

Le dispositif utilisé pour détecter la présence d'un gradient de contrainte est la poutre encastree-libre. En effet, la présence de ce gradient induit une flexion de la poutre alors que la contrainte moyenne est relaxée principalement par un allongement ou un rétrécissement de la poutre. Les contraintes totales dans l'épaisseur de la couche peuvent être décomposées en une contrainte moyenne et un gradient de contrainte constant [8]. La figure 8 montre bien le fléchissement de la poutre après libération, elle s'élève à 4 µm. Le profil de courbure de la poutre est décrit par l'équation suivante, dans l'hypothèse de faibles déplacements [4]:

$$h = \frac{1}{2} \frac{\Delta \varepsilon}{\Delta z} x^2 \quad (7)$$

où h est la déflexion en bout de poutre, x la longueur à l'encastrement et $\frac{\Delta \varepsilon}{\Delta z}$ le gradient de déformation de la poutre.

Le gradient de contrainte $\frac{\Delta \sigma}{\Delta z}$ s'exprime donc par :

$$\frac{\Delta \sigma}{\Delta z} = \frac{E}{1 - \nu} \frac{\Delta \varepsilon}{\Delta z} \quad (8)$$

En substituant (1) dans (2), nous obtenons :

$$\frac{\Delta \sigma}{\Delta z} = \frac{E}{1 - \nu} \frac{2h}{x^2} \quad (9)$$

La poutre encastree-libre a une longueur de 150 µm, une largeur de 20 µm et une épaisseur de 4.8 µm. la flèche mesurée au profilomètre optique est estimée à 4 µm (Fig. 8). Les paramètres de la recette de dépôt sont les suivants : 15 sccm d'argon à température de 20°C, source DC de puissance 2000 W. Le module d'Young déduit des mesures des tensions d'effondrements est de 85 GPa. Le gradient de contrainte moyen dans l'AlSi 4% est de 465 MPa / µm.

f) Calcul de la contrainte moyenne

Les contraintes sont déterminées dans ce cas, expérimentalement par des mesures de courbure du substrat avant et après dépôt du film. A l'aide de la relation suivante (équation de stoney) [9]

$$[10] : \sigma = \frac{Eh^2}{(1 - \nu)6Rt}, \quad (10)$$

on mesure une contrainte moyenne en tension de l'AlSi 4% de -100 MPa.

Avec E le module de Young (85 GPa, dans le cas de l'aluminium), t l'épaisseur du film déposé, R le rayon de courbure, h l'épaisseur du substrat, ν le coefficient de poisson.

3.1.2 Etude de la couche sacrificielle

Contrairement au silicium amorphe, utilisé au CMI comme couche sacrificielle, le polyimide permet dans notre cas de diminuer les coûts et de simplifier le procédé. En effet, la méthode de fabrication des électrodes d'actionnement en cuivre, en fin de procédé, utilise des moules en polyimide [11]. Donc, lors de la dernière étape du procédé, c'est-à-dire la libération par gravure sèche plasma oxygène, le polyimide qui joue le rôle de moule pour la fabrication des électrodes en cuivre et celui qui joue le rôle de couche sacrificielle seront gravés. Par conséquent, on gagnerait une étape importante de gravure. Néanmoins, le polyimide n'a pas été beaucoup étudié comme couche sacrificielle. En effet, lors de la définition du procédé, il a été mentionné de faire une étape de polissage (CMP) de la couche sacrificielle et de graver ce dernier pour définir les ancrages. Le but des premiers tests a été de vérifier la couverture de marche, et donc de vérifier que la gravure du polyimide formait des flancs à 45° ; en même temps il était nécessaire de vérifier la manière dont le dépôt du polyimide se présentait. La vérification de cette étape est déterminante pour la définition des ancrages. La figure ci-dessous présente les étapes du procédé test. Ce procédé consiste à déposer une couche de polyimide, de la graver, et enfin de déposer le matériau structural, en l'occurrence de l'AlSi 4%.

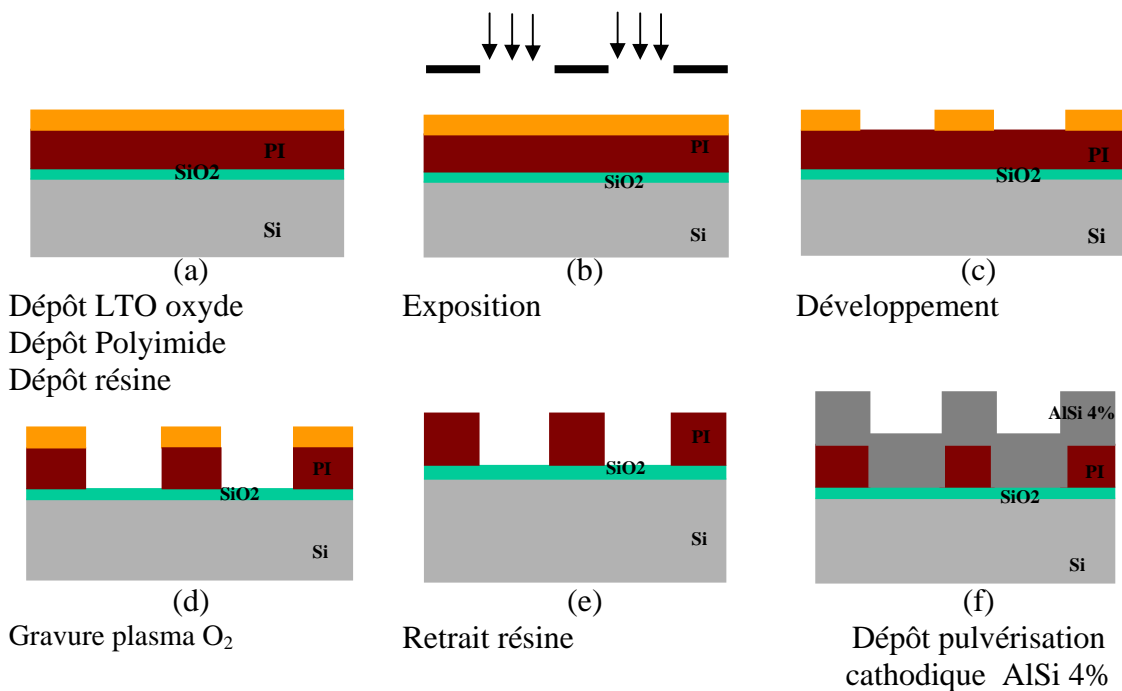


Figure 9. Procédé technologique test des flancs de la couche sacrificielle.

La figure 9 détaille les étapes technologiques test de la couche sacrificielle. Les explications techniques sur les méthodes de réalisation en salle blanche seront données au paragraphe 3. Une épaisseur de $0.5 \mu m$ d'oxyde LTO est d'abord déposée, ensuite $1.5 \mu m$ de polyimide PI 2610 sont déposés comme couche sacrificielle et enfin une résine photosensible de $1.7 \mu m$ S1818 (Fig. 9a). Les figures 9b et 9c montrent respectivement l'exposition et le développement. On remarque après développement et avant gravure que les flancs des motifs sont inclinés à 49° (Fig. 10). La figure 9d

représente l'étape de gravure ; les flancs sont transférés. On retire la résine, en vérifiant par la suite l'épaisseur de polyimide de $1.5\ \mu\text{m}$ (Fig. 9e). On dépose enfin par pulvérisation cathodique $2\ \mu\text{m}$ d'AlSi 4% qui représente le matériau structural (Fig. 9f). La figure 11 montre une image MEB d'une coupe FIB (Focus Ion Beam), montrant les différentes épaisseurs d'oxyde, de polyimide et d'AlSi 4%. La dernière couche est le masque de platine (couche protectrice), déposé pendant la coupe. En conclusion, la couverture de marche AlSi 4% sur polyimide est satisfaisante pour le procédé. Le polyimide pourra servir de couche sacrificielle.

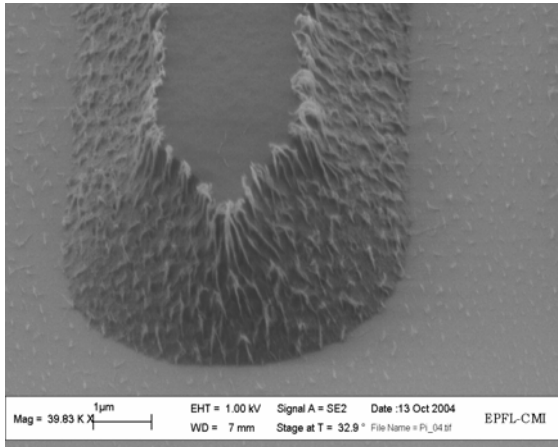


Figure 10. Image MEB de ligne de résine photosensible après développement et avant gravure du polyimide.

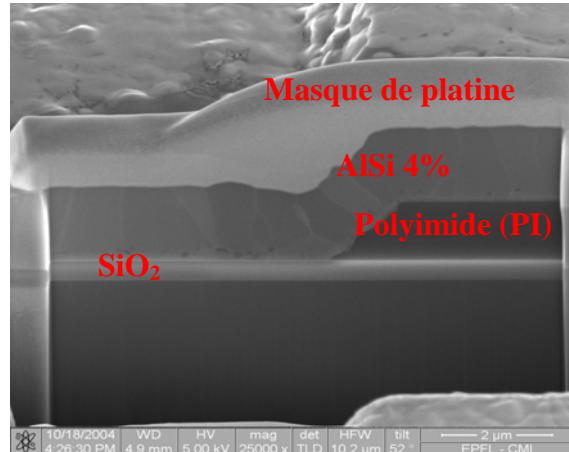


Figure 11. Image MEB d'une coupe FIB de SiO_2 + polyimide + AlSi 4%.

Le polyimide est enduit comme dans le cas des résines photosensibles. L'épaisseur de polyimide dépend de la viscosité et de la vitesse d'enduction et les épaisseurs peuvent varier de quelques micromètres à plus de $25\ \mu\text{m}$ [12]. Avant de déposer le polyimide, un promoteur d'adhésion, basée sur la molécule d'aminosilane, est nécessaire pour une meilleure adhésion entre les différents matériaux [13].

La table 3 indique toutes les propriétés physiques du polyimide 2611. Le polyimide présente des propriétés thermiques, mécaniques et électriques excellentes. La procédure de dépôt du polyimide se fait dans des équipements standards de salle blanche. Par ailleurs, due à son excellente stabilité à la fois thermique et chimique, le polyimide est donc utilisé comme matériaux de moulure lors de l'électrolyse et les moules sont retirés par gravure plasma oxygène [14].

Propriétés	PI 2611
Résistance à la tension (kg/ mm ²)	35
Elongation (%)	25
Densité à 25°C (g/ cm ²)	1.4
Module d'Young (GPa)	8.45
Prise d'humidité (%)	0.5
Température transition (°C)	>400
Coefficient d'expansion thermique (ppm/°C)	3
Constante diélectrique à 1 kHz, (ϵ_r)	2.9
Facteur de dissipation à 1kHz, ($\tan\delta$)	0.002
Dielectric strength (V/cm)	$>2 \times 10^{16}$
Résistivité ($\Omega \cdot \text{cm}$)	$>10^{16}$

Table 3 : Propriétés physiques du polyimide 2611.

3.1.3 Etude de la couverture de marche et de l'adhésion AlSi 4% / Ta / Cuivre

Un autre procédé test a été mis en place afin d'étudier l'adhésion entre les trois matériaux AlSi 4% / Tantale / Cuivre. La figure 12 montre le procédé technologique simple pour la validation de l'adhésion de ces trois matériaux.

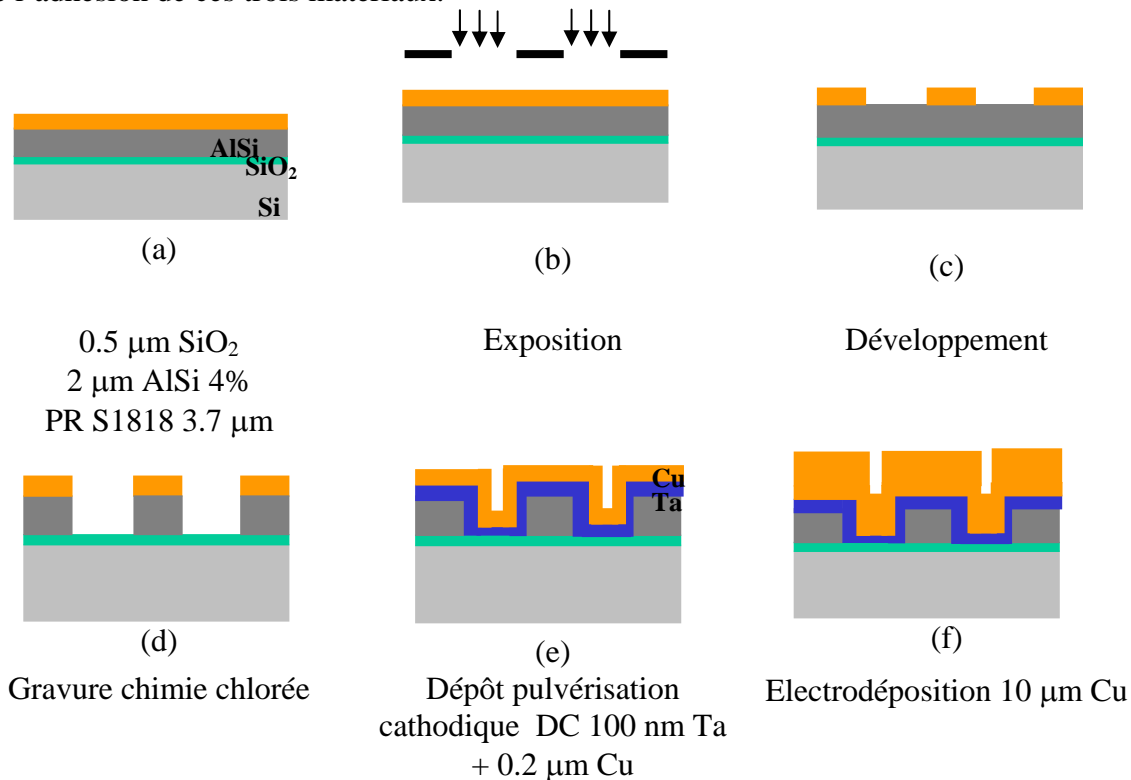


Figure 12. Procédé test d'adhésion AlSi 4% / Ta / Cuivre.

D'abord $0.5\ \mu\text{m}$ d'oxyde sont déposés par LTO, ensuite par pulvérisation cathodique $2\ \mu\text{m}$ AlSi 4% et enfin l'enduction de résine photosensible S1818 $3.7\ \mu\text{m}$ (fig. 12a). Ensuite, l'exposition est effectuée (fig. 12b) suivie du développement (fig. 12c) et enfin de la gravure de l'AlSi 4% par chimie chlorée (fig. 12d). On dépose ensuite du tantale par pulvérisation cathodique DC comme couche d'adhésion suivie d'une couche de cuivre comme couche conductrice (fig. 12e). Enfin l'électrodéposition du cuivre est réalisée (fig. 12f).

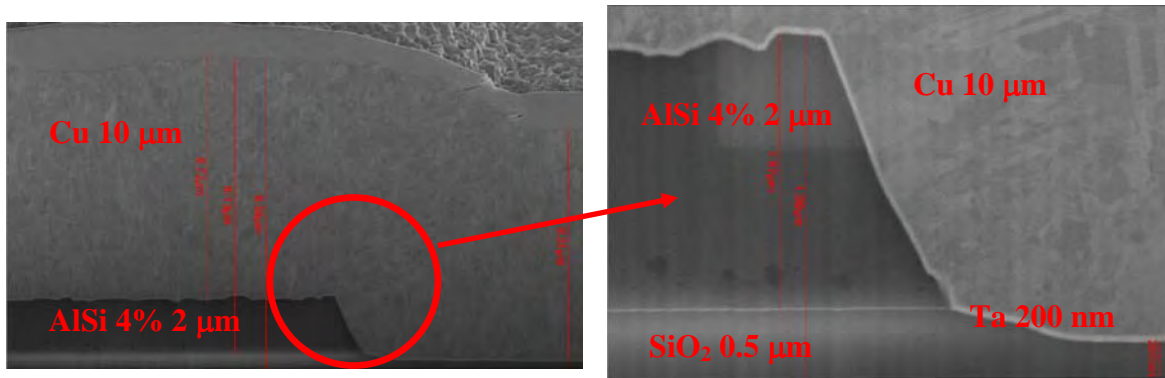
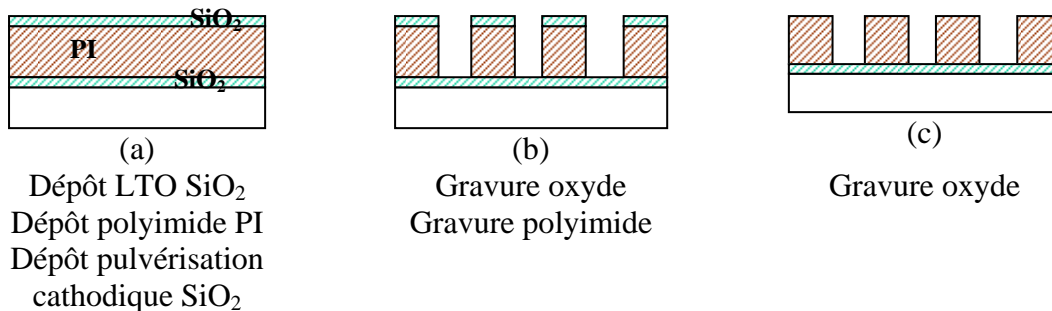


Figure 13. Images MEB d'une coupe FIB de $\text{SiO}_2 + \text{AlSi 4\%} + \text{Ta} + \text{Cu}$.

La figure 13 montre une image MEB d'une coupe FIB des trois matériaux AlSi 4% / Ta / Cu. L'adhésion entre les trois matériaux est bonne. Elle a été vérifiée avec un papier adhésif format salle blanche.

3.1.4 Test de libération des structures

Une dernière étape critique du procédé à valider est la dernière étape de gravure : la libération par plasma oxygène. Or le plasma oxygène oxyde le cuivre. Pour protéger le cuivre lors de la libération et éviter l'oxydation, on dépose un oxyde LTO comme couche protectrice. Le dernier procédé test permet de valider la libération des éléments cuivre par plasma oxygène.



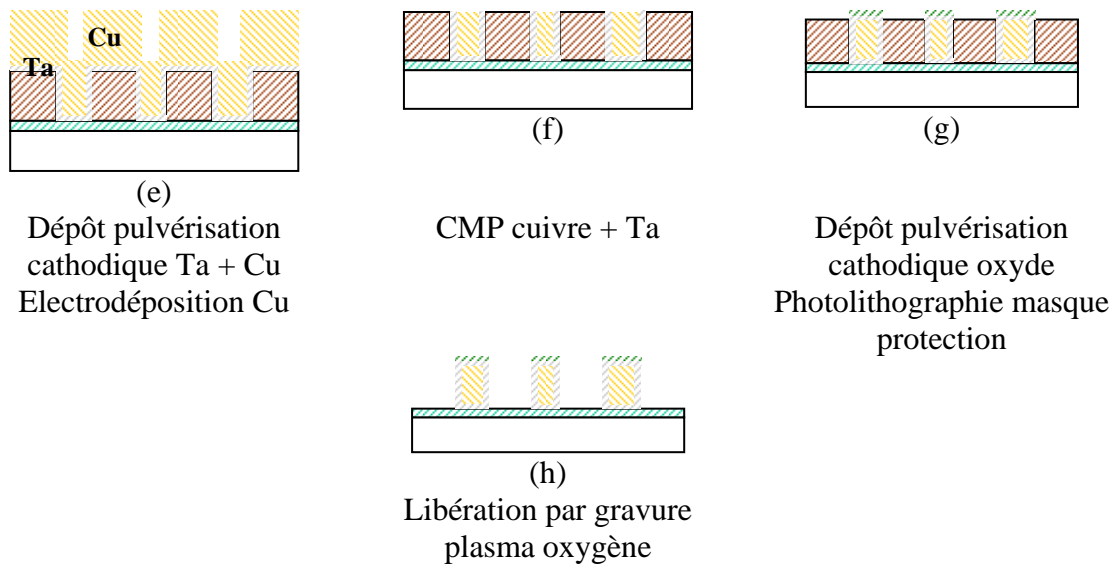


Figure 14. Procédé technologique test pour valider la libération des prototypes par gravure plasma oxygène.

La figure 14 montre le procédé technologique pour valider la libération des structures. Toutes les étapes technologiques seront détaillées dans la troisième partie.

D'abord, $0.5 \mu\text{m}$ de SiO_2 LTO sont déposés, ensuite $10 \mu\text{m}$ de polyimide PI 2611 sont enduits et enfin $0.5 \mu\text{m}$ de SiO_2 sont déposés par pulvérisation cathodique (Fig. 14a). Après les étapes de photolithographie standard, l'oxyde est gravé par chimie fluorée et ensuite le polyimide est gravé par plasma oxygène (Fig. 14b). L'oxyde qui sert de masque est ensuite retiré par gravure sèche (CF_4) (Fig. 14c). 100 nm de tantale et $0.2 \mu\text{m}$ de cuivre sont déposés par pulvérisation cathodique et ensuite on procède à l'électrodéposition de $10 \mu\text{m}$ de cuivre (Fig. 14e). Par la suite, une CMP du cuivre est effectuée (Fig. 14f). Afin de protéger les parties cuivrées, une couche d'oxyde de $0.5 \mu\text{m}$ est déposée par pulvérisation cathodique et structurée (Fig. 14g). Enfin, la dernière étape consiste à libérer les structures par gravure sèche plasma oxygène (Fig. 14h).

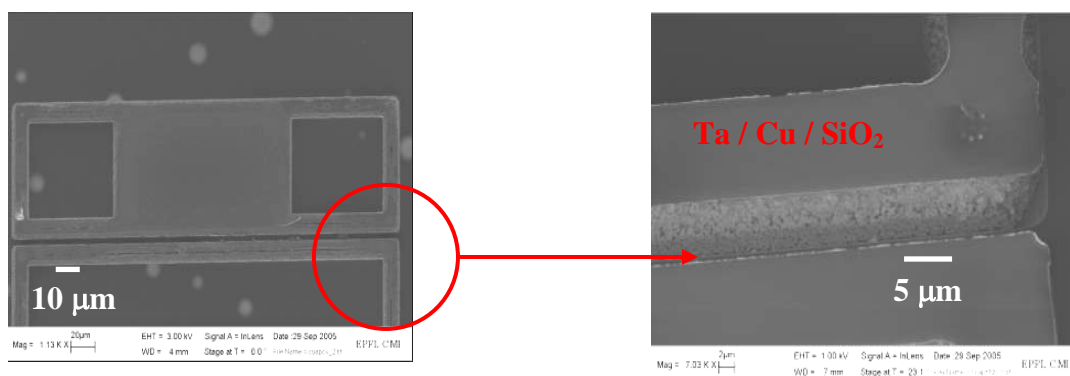


Figure 15. Images MEB de structures en cuivre protégées par l'oxyde, après libération.

3.2 Dessin des masques

Il a été réalisé avec le logiciel L-EDIT (outil de conception de circuits intégrés) disponible à l'EPFL. Un fichier L-EDIT est constitué d'un ensemble de fichiers, qui correspondent à des règles de technologie, des règles de layout et plusieurs cellules de dessin. Il permet donc de réaliser des dessins qui seront exportés en format CIF, ensuite converti en format LIC afin d'être lu par l'écrivain laser de la salle blanche du CMI. Les masques en chrome sont des plaques de verres. Après l'exposition au laser pour transférer les dessins, un développement de ces masques est nécessaire, ensuite on grave le chrome et on retire la résine photosensible. Les masques sont enfin prêts pour être utilisés.

Six niveaux sont nécessaires pour le procédé élaboré figure 16:

Masque 1 : définition des électrodes inférieures (première métallisation), des blocs pour l'ancrage et des lignes RF.

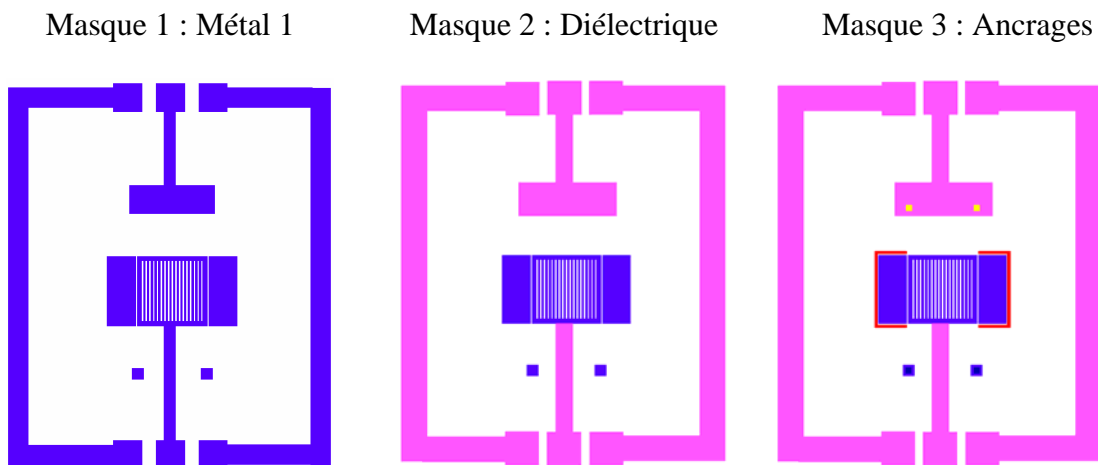
Masque 2 : définition du diélectrique en oxyde

Masque 3 : définition des ancrages

Masque 4 : définition des électrodes supérieures (deuxième métallisation)

Masque 5 : définition des cavités pour les électrodes en cuivre

Masque 6 : définition des protections du cuivre pendant la libération



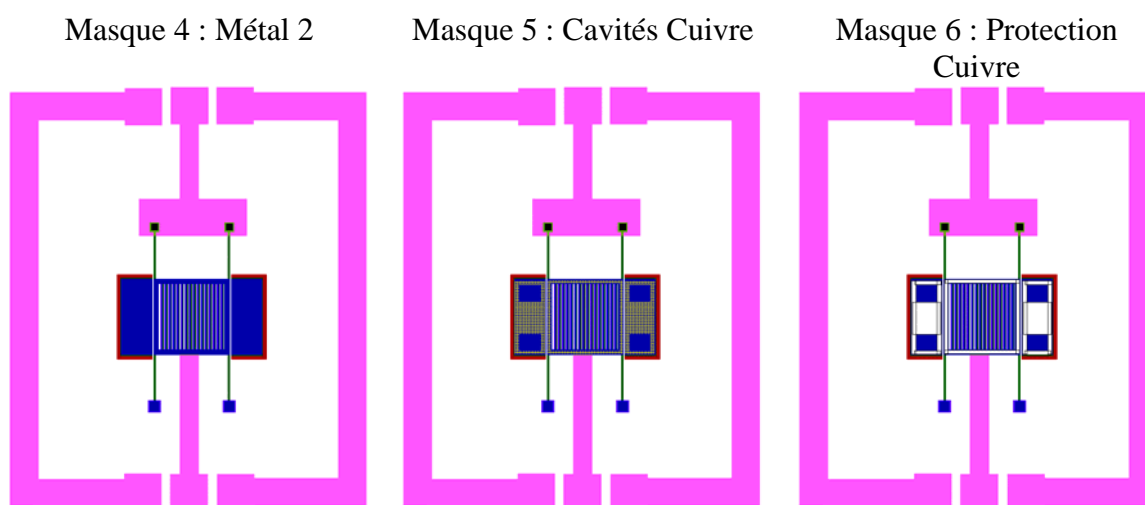


Figure 16. Dessins des six niveaux de masque du procédé technologique.

L'alignement des différents niveaux s'est fait à l'aide d'une ligne de cinq grandes croix. Ces croix sont définies au premier niveau et placées aux extrémités gauches et droite du wafer. Pour aligner, par exemple le niveau 2 au niveau 1, on amène à l'aide de l'aligneuse de masque, la croix figure 17b sur celle définie à la figure 17a.

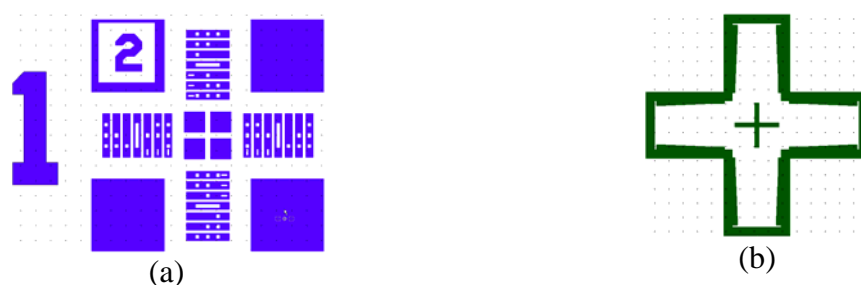


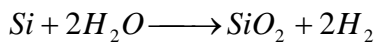
Figure 17. Croix d'alignement : (a) niveau 1 sur le wafer, (b) niveau 2 sur le masque.

3.3 Procédé de fabrication

3.3.1 Préparation des wafers

Avant de commencer les étapes technologiques, un nettoyage RCA (inventé par W. Kern des laboratoires RCA) est nécessaire. Il permet, en effet, de nettoyer les contaminants tels que les résidus organiques et les résidus métalliques (Fig. 18a).

Afin de s'éloigner au maximum du substrat silicium et donc d'augmenter les performances RF des prototypes fabriqués, il est nécessaire de définir une couche d'oxyde d'épaisseur maximale. L'oxydation humide est utilisée pour obtenir des couches d'oxyde épaisses (de 5000Å à 3,2 µm). Dans le cas de notre procédé, 2 µm de SiO₂ sont définies. La croissance de l'oxyde de silicium à la surface du silicium mono-cristallin ou polysilicium est obtenue à haute température (typiquement entre 900°C et 1050°C) sous flux de vapeur d'eau. L'oxydation est dite humide (wet oxidation) (Fig. 18b).



En se basant sur les densités et masses moléculaires du Si et du SiO₂, il est possible de montrer que pour une croissance d'oxyde d'épaisseur d , une couche de silicium d'épaisseur $0,44d$ a été consommée.

La vitesse de croissance de l'oxyde est fonction de la température, du flux de vapeur d'eau, de l'orientation cristalline et du dopage du silicium. De plus, la vitesse de croissance de l'oxyde n'est pas constante au cours du temps. De manière générale, il est possible de modéliser l'épaisseur de l'oxyde d , en fonction du temps t :

$$d^2 + Ad = B(t + \tau),$$

avec A et B , deux constantes dépendant du substrat et des conditions d'oxydation, et t une constante représentant un décalage temporel permettant de prendre en compte l'épaisseur de l'oxyde natif.

Pour des épaisseurs d'oxyde de plus de 200 Å, t peut être considéré comme étant nul si les plaques de silicium ne sont recouvertes que d'un oxyde natif inférieur à 20 Å. Dans ce cas la connaissance de deux couples de valeurs (d, t) permet de déterminer les constantes A et B .

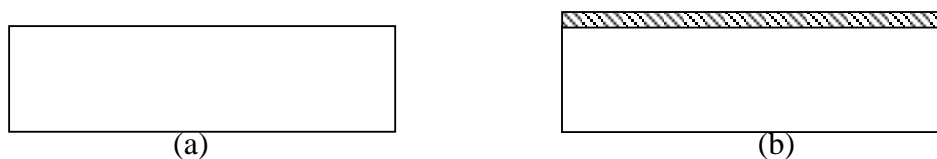


Figure 18. Vue en coupe de la préparation des wafers : (a) Nettoyage RCA
(b) Oxidation.

3.3.2 Définition de l'électrode inférieure

La pulvérisation cathodique de l'alliage d'aluminium et de 4% de silicium (Fig. 19a) est un mécanisme par lequel les atomes sont arrachés de la surface de la cible métallique, en l'occurrence l'AlSi4%, suite à une collision avec des particules à haute énergie. Ces particules sont générées par un plasma, gaz partiellement ionisé contenant autant de charges positives que de charges négatives. Dans l'équipement SPIDER, utilisé au CMI, le gaz en question est l'argon. Ensuite, une partie des atomes pulvérisés se condensent à la surface du wafer pour former la couche d'AlSi4%. Les paramètres de la recette de dépôt sont les suivants : 15 sccm d'argon à température de 20°C, source DC de puissance 2000 W. La vitesse de dépôt est de 0.4 μm / min. Dans notre cas précis, pour déposer 1 μm d'AlSi 4%, 2 min 30 sont nécessaires.

La photolithographie du niveau 1 (Fig. 19b) se déroule en 3 étapes successives : déposition de la résine photosensible, exposition de la résine photosensible et enfin développement. Avant la déposition de la résine photosensible, un dépôt sur les wafers d'un promoteur d'adhésion HMDS (HexaMethylDiSilazane $\text{C}_6\text{H}_{19}\text{Si}_2\text{N}$) est nécessaire. Ce dépôt est obtenu sous forme vapeur dans des étuves. La résine photosensible, utilisé pour le niveau 1 est une résine positive S1818 de Shipley d'épaisseur 2 μm .

L'exposition est réalisée grâce à un aligneur de masque. Cet équipement permet de transférer rapidement des motifs d'une plaque de verre (masque chrome dans notre cas) à une résine photosensible. Pour connaître le temps d'exposition, il est utile d'avoir la densité de puissance de la lampe au mercure P_i (valeur connue sur la machine) et la dose d'exposition D_0 . Le temps d'exposition se calcul alors par la formule : $t_{\text{exp}} = D_0 / P_i$, avec $P_i = 10 \text{ mW/cm}^2$. Cette valeur est, toutefois, à vérifier sur la machine. Elle n'est pas la même d'une semaine à l'autre, suivant la calibration faite sur la machine. D_0 est la dose d'exposition déterminée en fonction de la résine et du substrat. Dans le cas d'une résine S1818 2 μm , $D_0 = 77 \text{ mJ/cm}^2$. Comme cette valeur dépend notamment du substrat et donc des couches sur ce dernier, il est impératif de faire des tests au préalable. La valeur théorique du temps d'exposition est $t_{\text{exp}} = 7.7 \text{ s}$, et la valeur du temps optimale, obtenue après nos différents tests, donne 7s.

Une fois le wafer exposé, une étape de développement permet de révéler les motifs en enlevant la résine. Le développeur de Shipley utilisé dans ce cas précis est appelé 'S1818 up to 2 μm '.

La gravure sèche par plasma se déroule dans l'équipement STS Multiplex ICP (Inductively Coupled Plasma) (Fig. 19c). Le procédé utilisé s'effectue à 20°C avec un mélange gazeux $\text{Cl}_2 / \text{BCl}_3$ de 10 sccm à la pression de 3 mbar et à une puissance de la source RF de 1000 W. La sélectivité de l'AlSi 4% par rapport au masque de résine photosensible est de 1 à 3. Le taux d'attaque de l'AlSi 1% est de 0.3 $\mu\text{m}/\text{min}$. Autrement dit, 3 min 30s sont nécessaires pour graver 1 μm d'AlSi 4%. Juste après la gravure, le wafer doit être mis dans un bain chimique, dédié à l'élimination de la résine photosensible (Shipley Remover 1165). Cette étape doit être réalisée immédiatement après la gravure de l'AlSi 4% en chimie chlorée afin d'éviter l'attaque de ce dernier par le chlore. Enfin, la dernière étape consiste à mettre le wafer dans un équipement appelé TEPLA pour nettoyer les résidus de résine photosensible. Cet équipement utilise un plasma O_2 à haute fréquence.

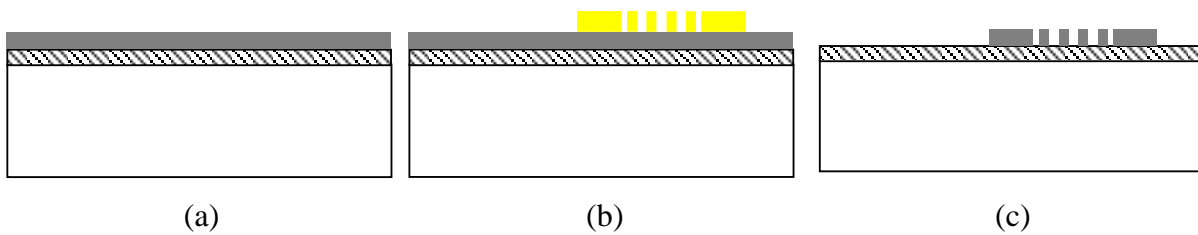


Figure 19. Vue en coupe de la définition de l'électrode inférieure : (a) Dépôt d'AlSi 4%, (b) Photolithographie masque 1, (c) Gravure sèche de l'AlSi 4%.

Le principe de dépôt du diélectrique (Fig. 20d) est le même que celui détaillé dans le cas de l'AlSi 4%. Les paramètres de dépôt sont dans ce cas les suivants : 15 sccm d'argon à température de 20 °C, source RF de puissance 100 W. Pour l'oxyde, la vitesse de dépôt est de 38 nm / min. 6 min sont donc nécessaires pour déposer les 200 nm de SiO₂.

Les étapes de photolithographie du niveau 2 (Fig. 20e) sont les mêmes que celles développées pour le niveau 1. La différence réside dans le choix de la résine photosensible. La résine S1805 0.5 µm est utilisée dans ce cas précis. Après des tests d'exposition, un temps d'exposition optimale de 4 s est déterminé. Le programme pour le développement est donc différent, il s'agit de 'S1805 up to 1 µm'.

Le procédé de gravure du diélectrique (Fig. 20f) utilisé s'effectue à 20°C avec un gaz plasma CF₄ de 20 sccm à la pression de 3 mbar et à une puissance de la source RF de 1000 W. L'équipement STS est le même que celui utilisé pour la gravure de l'AlSi. La sélectivité de l'oxyde par rapport au masque de résine photosensible est de 1. Le taux d'attaque de l'oxyde est de 0.2 µm/min. Autrement dit, 1 min 30s sont nécessaires pour graver 200 nm d'oxyde. Juste après la gravure, le wafer doit être mis dans un bain chimique, dédié à l'élimination de la résine photosensible (Shipley Remover 1165).

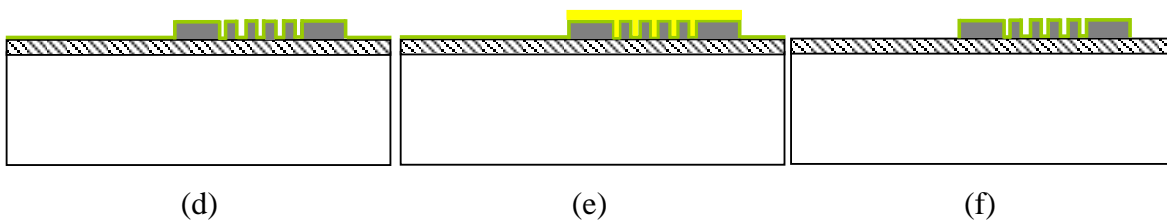


Figure 20. Vue en coupe de la définition de l'électrode inférieure : (d) Dépôt de SiO₂, (e) Photolithographie masque 2, (f) Gravure sèche de SiO₂.

3.3.3 Définition de l'électrode supérieure

Avant tout dépôt de polyimide, il est nécessaire d'utiliser comme promoteur d'adhésion, une solution basée sur de l'organosilane VM651 (DuPont) et de l'isopropanol [13]. Ensuite, grâce à une coucheuse semi-automatique pour résines photosensibles, 3.5 µm de polyimide PI-2610 (DuPont, 1 à 3.7 µm) sont déposés (Fig. 22a). Pour obtenir cette épaisseur, une vitesse de rotation de la coucheuse de 1750 tours / min a été choisie. Les wafers sont ensuite placés sur des plaques chauffantes pendant 90s et à une température de 130°C. Enfin, ils sont mis dans une étuve pour un

long recuit ; d’abord à 200°C pendant 1 heure ensuite à 300°C pendant 1 heure sous azote. Ces dernières étapes sont primordiales pour évaporer les solvants.

Le procédé CMP pour “chemical mechanical planarization” ou “chemical mechanical polishing” (planarisation ou polissage mécano chimique), est un processus qui aplanit les reliefs sur la couche de polyimide. Il existe plusieurs types de slurries (recette) et de pads de polissage mécano-chimique selon le type d’applications. L’action chimique du slurry est de modifier la structure physique de la surface du matériau que nous devons amincir, facilitant le travail mécanique de l’abrasif .

Non seulement le taux d’enlèvement va dépendre du slurry (pH, taille du grain abrasif), mais sera aussi dépendant des paramètres de vitesses de rotation ainsi que des pressions exercées. La planarité dépendra aussi des vitesses et des pressions exercées. C’est pour ces raisons, qu’après plusieurs essais, des paramètres de polissage optimaux ont été choisis afin d’obtenir une planarité satisfaisante. La vitesse du plateau de polissage, la vitesse de la tête de polissage et la pression de la tête sur le plateau sont respectivement de 56, 48 et 0.62. Le slurry choisi, appelé 1498-50, est constitué d’une solution à base de 30 % de particules de silice de 50 nm de diamètre à pH neutre. Pour déterminer le taux d’enlèvement, nous avons effectué plusieurs essais avec des wafers tests. Nous avons enfin trouvé que le taux d’enlèvement du polyimide avec le slurry 1498-50 est approximativement de 0.2 μm / min. Nous avons alors poli les wafers pendant 6 min dans le but d’obtenir une épaisseur finale de polyimide de 2 - 2.2 μm et donc d’avoir un gap entre l’électrode inférieure et l’électrode supérieure de 1 – 1.2 μm (Fig. 22b).

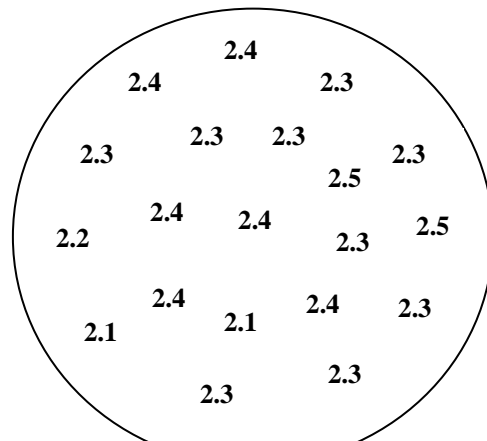


Figure 21 : Epaisseur du polyimide (μm) mesurée après CMP, réalisée à l’aide d’un Spectro-réfectomètre NANOSPEC 6100.

La figure 21 montre l’épaisseur du polyimide sur l’ensemble du wafer après CMP. On remarque une bonne uniformité du polyimide après CMP. Les paramètres de CMP choisis semblent satisfaisants.

La photolithographie du masque 3 est la même que celles développées pour les niveaux 1 et 2 (Fig. 22c). Cependant, la résine photosensible choisie dans ce cas est S1818 3.5 μm . Après des tests d’exposition, un temps d’exposition optimale de 12 s est déterminé. Le programme pour le développement est donc différent, il s’agit de ‘S1818 up to 3.5 μm ’.

Le procédé de gravure du niveau 3 utilisé s'effectue à 20°C avec un gaz plasma O_2 de 20 sccm à la pression de 5 mbar et à une puissance de la source RF de 1000 W. L'équipement STS est le même que celui utilisé pour les gravures de l'AlSi et de SiO_2 . La sélectivité du polyimide par rapport au masque de résine photosensible est de 50. Le taux d'attaque du polyimide est de 1 $\mu m/min$. Autrement dit, 2 min 30s sont nécessaires pour graver 2.4 μm de polyimide. Juste après la gravure, le wafer doit être mis dans un bain chimique, dédié à l'élimination de la résine photosensible (Shipley Remover 1165) (Fig. 22d).

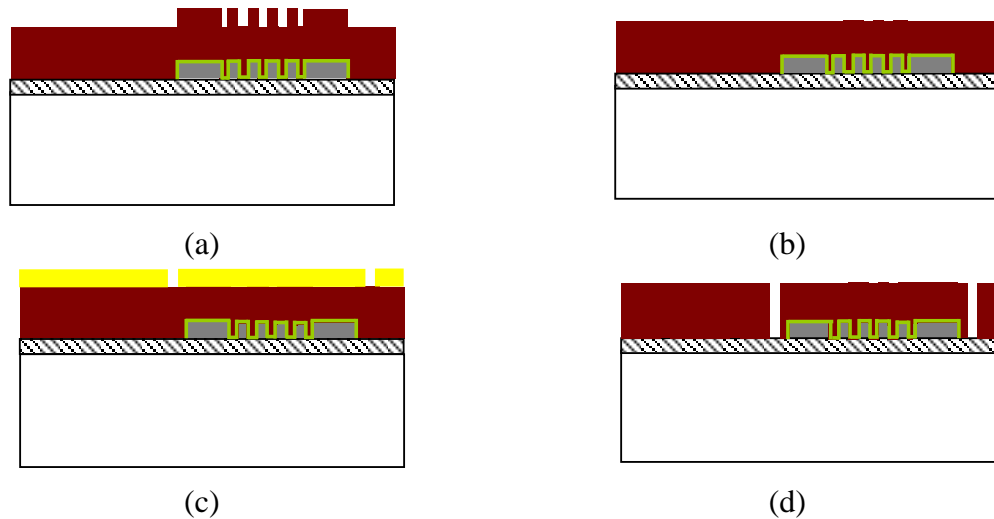


Figure 22. Vue en coupe de la définition de l'électrode supérieure : (a) Dépôt de polyimide, (b) CMP polyimide, (c) Photolithographie masque 3, (d) Gravure sèche du polyimide.

Le principe de dépôt du métal 2 est le même que celui détaillé dans le cas de l'électrode inférieure (Fig. 23e). Pour la vitesse de dépôt est de 0.4 $\mu m/min$. 10 min sont donc nécessaires pour déposer les 4 μm de AlSi 4%.

La photolithographie du niveau 4 (Fig. 23f) est la même que celle développée pour les niveaux 1, 2 et 3. Cependant, la résine photosensible choisie dans ce cas est une résine épaisse de type AZ 9260 5 μm . La dose d'exposition D_0 dans ce cas est de 190 mJ/cm^2 , la densité de puissance de la lampe au mercure P_i est de 10 mW/cm . Donc le temps d'exposition théorique $t_{exp} = D_0 / P_i$ est de 19 s. Après des tests d'exposition, on confirme ce temps d'exposition de 19 s. Le programme pour le développement est donc différent, il s'agit de AZ 9260 5 μm (4 min).

Le procédé de gravure du niveau 4 utilisé (Fig. 23g) s'effectue en chimie chlorée, dans les mêmes conditions que ceux pour l'AlSi 1% puissance de la source RF de 1000 W. La sélectivité de l'AlSi 4% par rapport au masque de résine photosensible est de 1 à 3. Le taux d'attaque de l'AlSi 4% est le même que celui de l'AlSi 1%, autrement dit de 0.3 $\mu m/min$. Dans ce cas, 14 min sont nécessaires pour graver 4 μm d'AlSi 4%. Juste après la gravure, le wafer subit les mêmes étapes d'élimination de la résine photosensible expliquées dans les précédents niveaux. Cette étape doit être réalisée immédiatement après la gravure de l'AlSi 4% en chimie chlorée afin d'éviter l'attaque de ce dernier par le chlore.

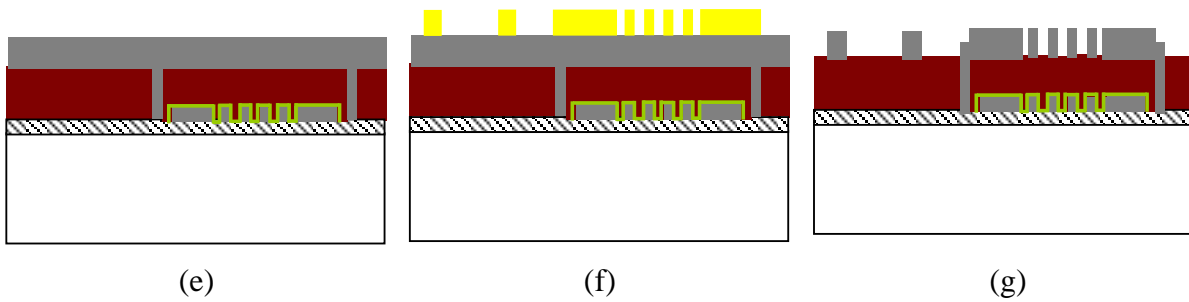


Figure 23. Vue en coupe de la définition de l'électrode supérieure : (a) Dépôt de l'AlSi4%, (b) Photolithographie masque 4, (c) Gravure sèche de l'AlSi4%.

3.3.4 Définition des électrodes en cuivre

La procédure pour le dépôt du polyimide PI 2611 (DuPont, de 3 à 11 μm) est la même que celle développée dans le cas du polyimide PI 2610. L'épaisseur souhaitée des moules est de 10 μm . Par ailleurs, l'épaisseur de la couche d'AlSi 4% structuré est de 4 μm . Il faut donc prévoir large ($> 10 \mu\text{m}$ de polyimide) avant la CMP du polyimide afin d'obtenir au final, après la CMP, les 10 μm d'épaisseur de polyimide souhaitée. C'est pourquoi, après plusieurs essais, nous avons décidé de déposer 16 μm de polyimide. Compte tenu de la limite d'épaisseur du polyimide PI 2611 ($< 11 \mu\text{m}$), nous avons déposé ce dernier en deux fois 8 μm . Entre les deux dépôts, ainsi qu'après le deuxième dépôt, un recuit de 130 °C pendant 90s est nécessaire. La procédure dans l'étuve (long recuit) est la même que celle développée pour le polyimide PI 2611 (Fig. 26a).

La procédure de CMP du polyimide 2611 est la même que celle développée dans le cas du polissage du polyimide PI 2610. Les vitesses de plateau et de la tête ainsi que la pression de la tête sur le plateau sont les mêmes. Le slurry est aussi le même. Le changement arrive dans la durée de polissage. Pour obtenir les 10 μm de polyimide, il est nécessaire de polir pendant 10 min (Fig. 26b).

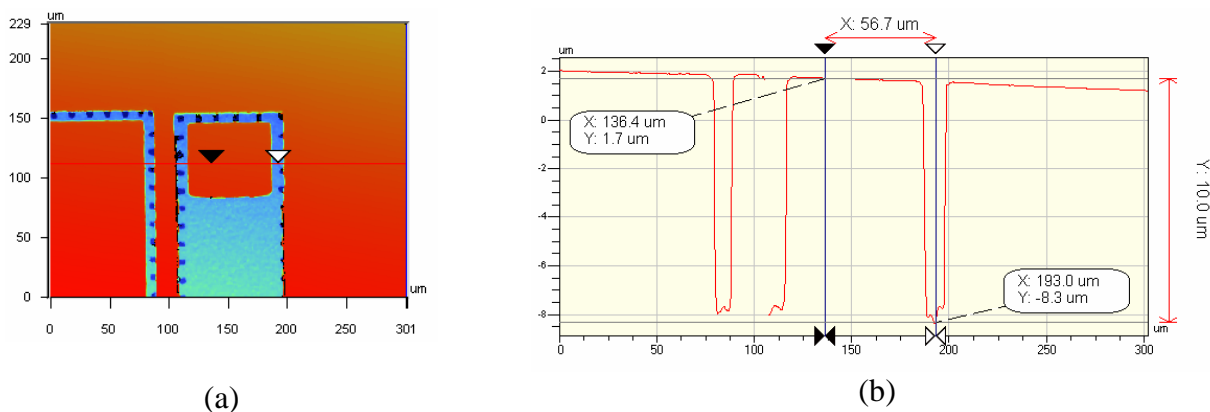


Figure 24. Mesure au profilomètre optique : (a) Image des électrodes, (b) Mesure du profile.

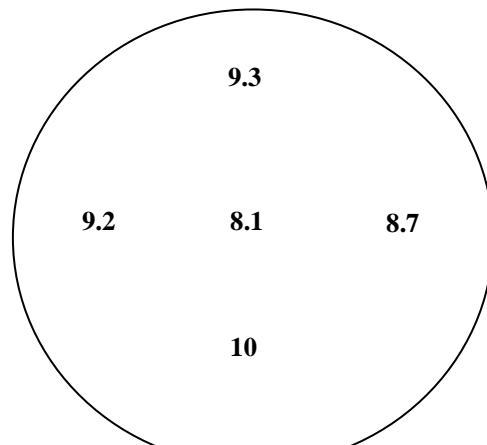


Figure 25. Dispersion des épaisseurs des cavités mesurées (μm) pour la définition des moules en cuivre.

Avant de continuer le procédé technologique avec les wafers hautes résistivités, il est nécessaire de valider avec des wafers tests l'épaisseur du polyimide. La figure 24 montre le profil de ces cavités, obtenu à l'aide d'un profilomètre optique Veeco. Elle nous indique une épaisseur du polyimide après CMP de $10\ \mu\text{m}$. La figure 25 montre l'épaisseur du polyimide après CMP sur les zones extrêmes du wafer. On remarque que l'épaisseur n'est pas uniforme, mais après deux CMP dans le procédé technologique, ces résultats semblent satisfaisants.

Le principe de dépôt du masque d'oxyde est le même que celui détaillé dans le cas de l'AlSi 1%. Pour l'oxyde, la vitesse de dépôt est de $38\ \text{nm} / \text{min}$. 13 min sont donc nécessaires pour déposer les $0.5\ \mu\text{m}$ de SiO_2 . Dans ce cas précis, l'oxyde joue le rôle de masque ; il permet en effet, lors de la gravure du polyimide, d'obtenir des flancs verticaux pour les cavités (Fig. 26c).

Les étapes de photolithographie du niveau 5 sont les mêmes que celles développées pour les niveaux précédents. La différence réside dans le choix de la résine photosensible. La résine S1805 $1\ \mu\text{m}$ est utilisée dans ce cas précis. Après des tests d'exposition, un temps d'exposition optimale de 4.5 s est déterminé. Le programme pour le développement est donc différent, il s'agit de 'S1805 up to $1\ \mu\text{m}$ ' (Fig. 26d).

D'abord, nous avons procédé à la gravure de l'oxyde. Même procédure que pour la gravure du diélectrique SiO_2 . Le temps de gravure est dans ce cas de 3 min. Ensuite, nous avons procédé à la gravure du polyimide PI 2611. Même procédure que pour la gravure de la couche sacrificielle en polyimide (Fig. 26e). Dans ce cas, le temps de gravure s'élève à 10 min. Ensuite, nous avons gravé l'oxyde restant qui servait de masque, et ce, pendant 3min (Fig. 26f).

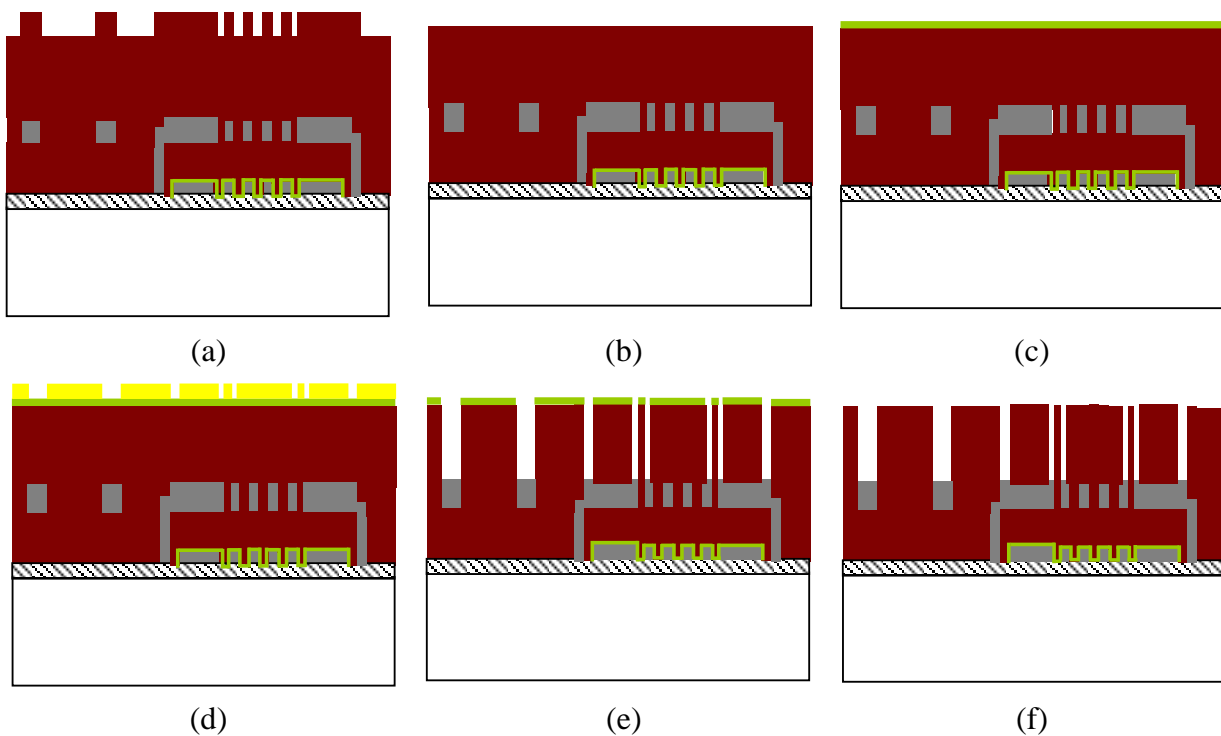


Figure 26. Vue en coupe de la définition des électrodes en cuivre : (a) Dépôt de polyimide, (b) CMP polyimide, (c) Dépôt de SiO₂, (d) Photolithographie masque 5, (e) Gravure sèche de SiO₂ et du polyimide, (f) Gravure sèche SiO₂.

Avant l'électrodéposition du cuivre, il est nécessaire de préparer les surfaces, notamment dans ce cas précis, de l'AlSi 4%. En effet, l'opération d'électrolyse met en jeu une circulation d'ions métalliques et par conséquent d'un courant électrique. Pour être déposés, ces ions doivent entrer en contact et adhérer sur une électrode conductrice (cathode) avec laquelle ils échangent des électrons. La couche dite d'accrochage doit ainsi assurer à la fois les fonctions de fixation du dépôt métallique et de conduction du courant électrique. La technique utilisée consiste donc à déposer par pulvérisation cathodique une couche de métal à haute adhérence, en l'occurrence dans ce cas 200 nm de tantale, recouverte d'une couche conductrice, dans ce cas précis le cuivre (200nm). La combinaison choisie pour préparer l'électrodéposition est alors Ta/Cu (Fig. 28g).

La qualité des dépôts (dureté, état de surface, tensions internes,...) dépend d'un grand nombre de paramètres tels que la composition chimique du bain, le pH, la température, la densité de courant, l'agitation. L'électrolyte de cuivre est composé d'un mélange de sulfate de cuivre, d'acide sulfurique et de chlorure de sodium. Le principe du dépôt électrolytique est le suivant : le wafer sur lequel doit s'effectuer le dépôt constitue la cathode d'un montage électrolytique, l'électrolyte dans lequel il baigne contenant des ions métalliques Cu²⁺ de charge positive. La polarisation des électrodes va provoquer une migration de ces ions vers la cathode, c'est-à-dire le wafer. L'ion métallique est neutralisé par les électrons fournis par la cathode et se déposent sur celle-ci sous forme de métal Cu suivant la réaction : $\text{Cu}^{2+} + 2\text{e}^- \rightarrow \text{Cu}$. Ensuite, il est nécessaire d'évaluer la quantité de cuivre déposé.

La loi de Faraday [15] établit que le nombre de réactions électrochimiques qui se produisent à une électrode est proportionnel à la quantité de charge électrique Q traversant l'électrode. De ce fait, si la masse d'un produit d'électrolyse est w , alors d'après la loi de Faraday : $w = ZQ$, avec Z une constante de proportionnalité, Q est la charge totale passée durant la période de dépôt. $Q = It$, d'où $Q = ZIt$. La constante Z permet de faire le lien entre la quantité de charge traversant l'électrode et le poids du matériau déposé. Cette constante dépendra de la masse atomique du matériau (A_m en g.mol^{-1}), du nombre d'électrons n nécessaire pour réduire l'ion du matériau, et enfin de la constante de Faraday F ($F = N_A e$ avec $N_A = 6.0225 \cdot 10^{23} \text{ mol}^{-1}$, $e = 1.6021 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ d'où $F = 96487 \text{ C.mol}^{-1}$) qui détermine la charge électrique du nombre d'électrons. La masse finale du matériau déposé sera :

$Z = \frac{A_m}{nF}$, d'où $w = \frac{A_m}{nF} It$. Ainsi w grammes de matériau de masse atomique A_m et de n degré d'ionisation, aura été déposé sous un courant I pendant la période t .

Donc si nous connaissons la densité d du matériau déposé (cuivre), il est possible de déterminer la hauteur moyenne de croissance du cuivre sur une surface notée a du wafer en fonction du temps afin de contrôler le dépôt. Nous avons : $h = \frac{V}{a}$, V est le volume de cuivre. Or $V = \frac{w}{d}$, d'où

$$h = \frac{w}{ad} = \frac{A_m It}{nFad}.$$

La densité de courant continue est $I = 25 \text{ mA/cm}^2$, la surface du wafer est $a = 78.6 \text{ cm}^2$, la densité de cuivre est $d = 8.9 \text{ g.cm}^{-3}$, $A_m = 63.5 \text{ g.mol}^{-1}$, $n=2$. D'où la quantité de cuivre déposée de $1 \text{ } \mu\text{m} / \text{min}$. L'électrodéposition du cuivre se fait à 20°C (Fig. 29h).

La procédure de CMP du cuivre est la même que celle développée dans le cas du polissage du polyimide PI 2610 et PI 2611. La vitesse du plateau de polissage, la vitesse de la tête de polissage et la pression de la tête sur le plateau sont respectivement de 47.9, 55.9 et 0.62. Le slurry choisi est constitué d'une solution à base de 3 % de particules de silice de 12 nm de diamètre, d'une solution oxydante (KIO_3) et d'une solution à base d'acide acétique. La figure 27 montre le principe de la CMP du cuivre.

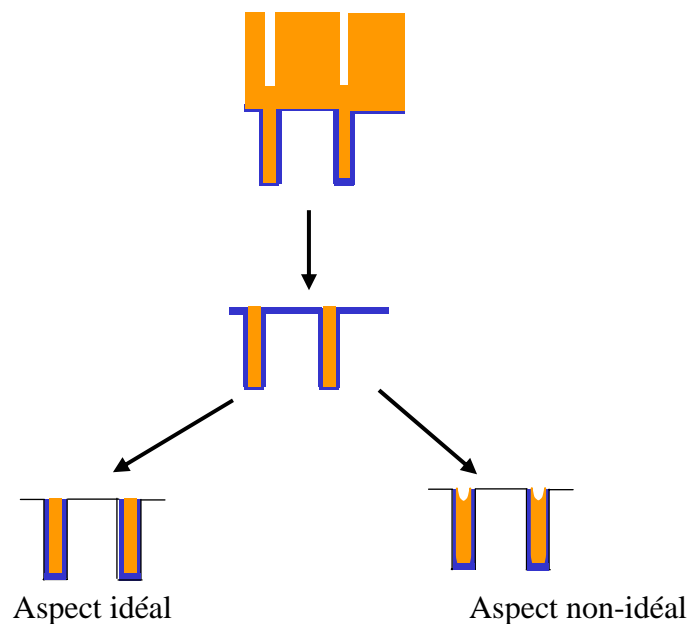


Figure 27. Principe de la CMP du cuivre.

Afin d'éviter l'aspect non idéal décrit sur la figure 27, appelé aussi 'dishing', il faut diminuer la pression et donc augmenter la vitesse pour conserver un taux d'enlèvement de 1 μm / min. Pour obtenir l'aspect idéal, il faut donc polir 12 min à la vitesse de plateau de polissage, la vitesse de la tête de polissage et la pression de la tête sur le plateau respectivement de 70.7, 77.3 et 0.47. La fine couche de tantale (200 nm) est retirée lors de la deuxième phase de polissage (Fig. 28i).

En première approximation, le taux d'enlèvement peut être exprimé par l'équation de Preston :

$$\left(\frac{\Delta H}{\Delta t}\right) = K_p \left(\frac{L}{A}\right) \left(\frac{\Delta s}{\Delta t}\right),$$

Avec $\frac{\Delta H}{\Delta t}$ le taux d'enlèvement exprimée en fonction du changement d'épaisseur de cuivre par unité de temps, L est la force appliquée (tête sur plateau), A la surface du wafer, $\frac{\Delta s}{\Delta t}$ est la vitesse du plateau et K_p est le coefficient de Preston. L'équation montre que le taux d'enlèvement est proportionnel à la pression de la tête sur le plateau $\frac{L}{A}$ et la vitesse du plateau.

Le principe de dépôt de l'oxyde de protection est le même que celui détaillé dans le cas de l'AlSi 4%. Pour l'oxyde, la vitesse de dépôt est de 38 nm / min. 13 min sont donc nécessaires pour déposer les 0.5 μm de SiO_2 . Dans ce cas précis, l'oxyde joue le rôle de protection du cuivre lors de la libération par plasma O_2 ; il permet en effet, lors de la gravure du polyimide, d'éviter l'oxydation du cuivre (Fig. 28j).

Les étapes de photolithographie du niveau 6 sont les même que celles développées pour niveau 5 (Fig. 28k).

La procédure de gravure de l'oxyde est la même que celle utilisée dans le cas du niveau 2. Le temps de gravure est dans ce cas de 3 min (Fig. 28l).

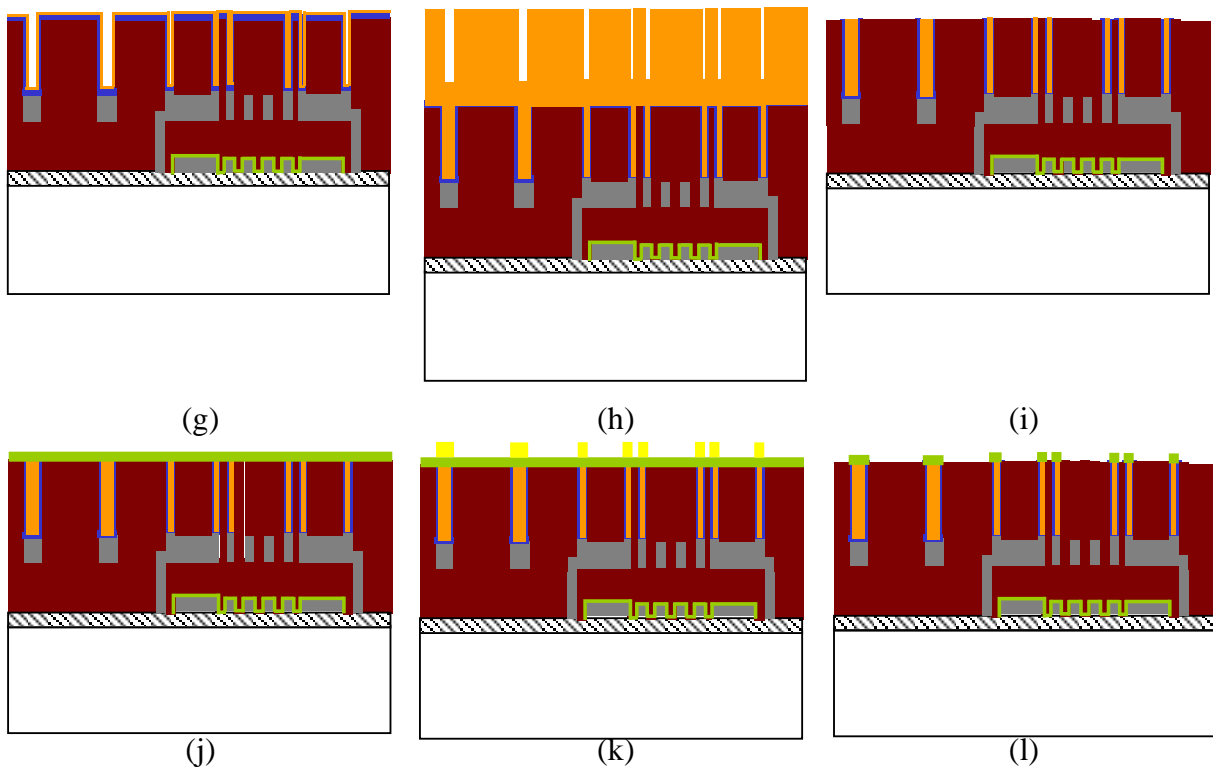


Figure 28. *Vue en coupe de la définition des électrodes en cuivre : (g) Dépôt de Ta + Cu, (h) Electrodéposition du cuivre, (i) CMP du cuivre, (j) Dépôt de SiO₂, (k) Photolithographie masque 6, (l) Gravure sèche de SiO₂.*

3.3.5 Libération des structures

L'équipement Tepla 300 utilise un plasma à haute fréquence. Les caractéristiques du plasma O₂ pour graver entièrement le polyimide sont les suivantes : Fréquence = 2.45 GHz, Puissance = 500 W. Le temps de libération est de 20 min. Le cuivre est protégé par 0.5 µm d'oxyde. Après la libération, l'oxyde n'a plus lieu d'être, donc il est gravé dans les mêmes conditions que celles développées précédemment.

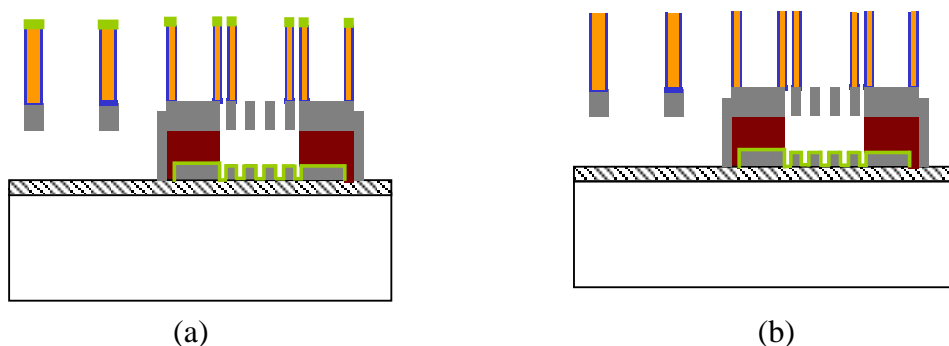


Figure 29. *Vue en coupe de la libération des structures : (a) Libération des structures par plasma O₂, (b) Gravure sèche de SiO₂.*

Conclusion

Le développement technologique ainsi que la fabrication sur silicium des composants passifs MEMS capacités variables et inductances ont été réalisés au Centre de Micro et Nanotechnologique de l'EPFL.

Le but a d'abord été d'étudier les matériaux structurel AlSi 4% et sacrificiel polyimide. En effet, une première étape du développement technologique a permis de valider la faisabilité et de connaître les propriétés de ces matériaux, tels que les contraintes engendrées lors des étapes technologiques ou encore les propriétés mécaniques telles que le module d'Young.

Différents tests technologiques, qui concernent notamment les flancs de la couche sacrificielle, la gravure de la couche structurelle, l'adhésion entre les matériaux AlSi 4%/Ta/cuivre et la libération des prototypes ont été réalisés et validés.

Le procédé technologique est constitué de 57 étapes, en prenant aussi en compte les étapes de contrôle au MEB, au profilomètre optique et à l'ellipsomètre. Il nécessite 6 niveaux de masques, et la résolution lithographique a été de 2 μm .

L'intégration quasi-vertical des composants capacités et inductances MEMS a présenté l'aspect innovant de ce procédé. De plus, dans ce même procédé, nous avons pu montrer la fabrication des inductances cuivre à fort facteur de qualité, des capacités variables à actionnements électrothermique et électrostatique.

Les difficultés de ce procédé ont été engendrées principalement par les 3 CMP, la couche sacrificielle, la barrière de diffusion du cuivre, l'adhésion entre les matériaux et l'oxydation du cuivre lors de la libération par gravure plasma oxygène.

Toutes les difficultés ont été surmontées à l'exception de la dernière. En effet, l'étape de libération a nécessité une couche protectrice pour le cuivre, autre que le tantale qui ne tient pas sur le cuivre et présente des contraintes lors du plasma oxygène. L'oxyde de silicium a été choisi comme couche protectrice.

Références Bibliographiques

- [1] GUO F.M, ZHU Z.Q., LONG Y.F. et al.
` Study on low voltage actuated MEMS RF capacitives switches `, Sensors and Actuators A, vol. 108, p. 128-133, 2003.
- [2] QING J., SHI Y., LI W. et al.
` Ka-Band distributed MEMS phase shifters on silicon using AlSi suspended membrane `, Journal of Microelectromechanical systems, vol. 13, p. 542-549, 2004.
- [3] OSTERBERG P. M. AND SENTURIA S.D.
` M-Test : A test chip for MEMS material property measurement using electrostatically actuated test structures `, Journal of Microelectromechanical systems, vol. 6, p. 107-118, 1997.
- [4] THESE ROCH I.
` Potentialité d'intégration des alliages à mémoire de forme en film mince dans les microsystèmes `, Université de Lille 1, 2001.
- [5] GUCKEL H., RANDAZZO T. AND BURNS D. W.
` A simple technique for the determination of mechanical strain in thin films with applications to polysilicon `, Journal Appl. Phys., vol. 57, p. 1671-1675, 1985.
- [6] ERICSON F., GREEK S. et al.
` High sensitive internal film stress measurement by an improved micromachined indicator structure `
`, Dig. Transducers, Int. Conf. Solid-State Sensors and Actuators, vol. 2, p. 84-87, 1996.
- [7] LIN L., PISANO A. P. et al.
` A Micro strain gauge with mechanical amplifier `, Journal of Microelectromechanical systems, vol. 6, p. 313-321, 1997.
- [8] FANG W. AND WICKERT J.A.
` Determining mean and gradient residual stresses in thin films using micromachined cantilevers `, J. Micromech. Microeng., vol. 6, p. 301-309, 1996.
- [9] P. SINGER
` Film stress and how to measure it `, Semicond. Int., vol. 15, p. 54-58, 1992
- [10] LESEDUARTE S., SANTIAGO M. et al.
` Residual thermomechanical stresses in thinned-chip assemblies `, IEEE Transaction on components and packaging technologies, vol. 23, p. 673-679, 2000
- [11] PISANI M. B., HIBERT C. et al.
` Copper/Polyimide fabrication process for above-IC integration of high quality inductors `, Microelectronic engineering 73-74, p. 474-479, 2004.

[12] FRAZIER A. B., AHN C. H. AND ALLEN M. G.

` Development of micromachined devices using polyimide-based processes `, Sensors and Actuators A. – Physical, vol. 45, p. 47-55, 1994.

[13] Processing guidelines for PI-2610, 1998, HD Microsystems, DuPont.

[14] THESE METZ S.

` Polyimide-based microfabrication technologies for microelectrodes and microfluidic devices in biomedical engineering `, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2003.

[15] STEINBRUCHEL C., CHIN B. L.

Book : ` Copper interconnect technology `, SPIE press The International Society for Optical Engineering , vol.TT46, USA.

Chapitre 4

Caractérisations et Résultats

Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons montré les moyens technologiques de fabrications dont nous disposons et ceux que nous avons mis au point. Nous avons ainsi validé le procédé technologique complet de fabrication des composants passifs MEMS.

Dans un premier temps, le but du 'run' technologique est de valider le principe de fonctionnement des composants. En effet, nous validerons le principe des actionnements électro-thermique et électrostatiques des composants capacités variables MEMS. Le deuxième 'run' technologique consistera alors à l'optimisation des performances RF des composants passifs MEMS, tels que les capacités variables à actionnements électro-thermique et électrostatique, et les inductances.

En première partie, nous présenterons les résultats RF relatifs aux capacités variables à actionnement électro-thermique et aux inductances AlSi. De plus, des mesures par caméra infrarouge des températures des bras d'actionnements et la constante de temps thermique des prototypes seront données ainsi qu'une étude sur l'influence de la puissance RF du signal traversant sur la valeur de la capacité. Enfin, des premiers résultats relatifs aux capacités variables à actionnements électrostatique et aux inductances cuivre seront analysés.

En deuxième partie, nous présenterons les résultats RF optimisés des composants MEMS capacités variables à actionnements électro-thermique et des inductances AlSi. Par ailleurs, à l'aide d'un microscope à holographie digitale, nous montrerons l'influence des déplacements hors plans des électrodes capacitatives suspendues sur la valeur de la capacité elle-même. Nous analyserons ensuite les résultats technologiques relatifs aux capacités variables à actionnements électrostatiques et aux inductances cuivre.

Enfin, nous montrerons la possible intégration des filtres accordables DCS et WLAN dans notre procédé technologique.

Les capacités et les inductances ont été mesurées sous pointes en RF à partir des paramètres S sur une bande de fréquence allant jusqu'à 20 GHz.

4.1 Premier 'RUN' technologique : Validation

Le but du premier 'run' technologique est de vérifier le principe des actionnements électro-thermique et électrostatique, présenté au chapitre 2. De plus, il nous permet de vérifier les performances RF des inductances AlSi. Nous disposons de 10 wafers (5 tests et 5 hautes résistivités) au début du procédé technologique. Cinq wafers seront arrêtés après les étapes de photolithographie du masque 4 et libérés dans le but de caractériser les composants capacités variables à actionnement électro-thermique et inductance AlSi. Les figures 1a et 1b montrent des images MEB d'une coupe FIB, respectivement avant et après la première CMP. Nous caractériserons ainsi les capacités variables MEMS AlSi 4 % à actionnements électro-thermique latéral et rotation, les inductances en AlSi 4% ainsi que les cellules LC co-intégrés. La figure 2 montre une image MEB de l'électrode de la capacité variable MEMS à actionnement électro-thermique rotation après la première libération. Les épaisseurs des électrodes inférieures et supérieures des capacités MEMS sont respectivement de 1 μm et 4 μm . L'épaisseur des électrodes d'actionnement électrostatique cuivre est de 10 μm .



Figure 1. Images MEB d'une coupe FIB : (a) avant la première étape CMP, (b) après la première étape CMP

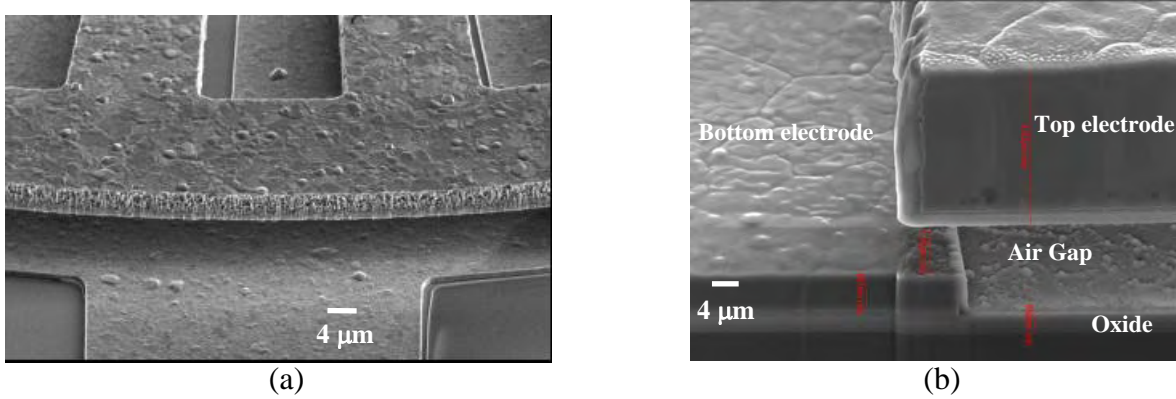


Figure 2. Image MEB de l'électrode supérieure de la capacité variable MEMS à actionnement électro-thermique rotation après la première libération.

Les autres wafers continueront le procédé technologique jusqu'à la fin, c'est-à-dire après les étapes de photolithographie du masque 6 et la libération finale des structures. La figure 3a montre une image MEB d'une coupe FIB après la deuxième CMP. Nous caractériserons alors les capacités variables MEMS à actionnement latéral électrostatique en cuivre ainsi que les inductances cuivre. La figure 3b montre une image MEB des électrodes d'actionnement électrostatique en cuivre après la libération finale. Le gap défini à la figure 3b est de 4 μm.

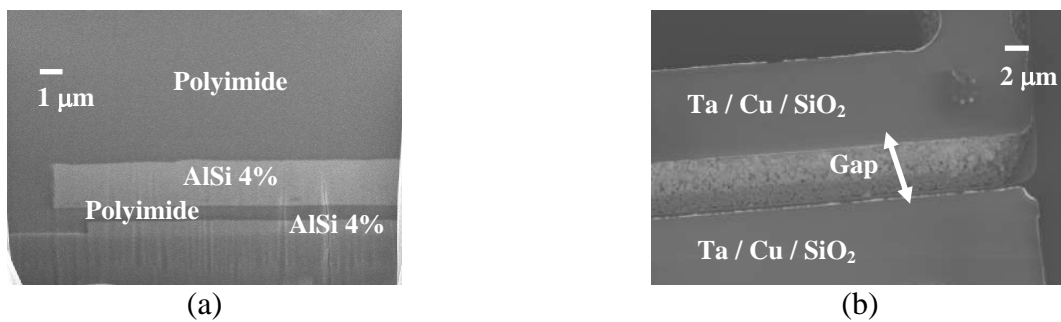


Figure 3. Images MEB : (a) d'une coupe FIB après la deuxième CMP, (b) des électrodes d'actionnement électrostatique en cuivre

4.1.1 Actionnement électro-thermique rotation

4.1.1.1 Validation du principe et mesures DC

Dans le but de valider le principe de fonctionnement des composants capacités variables MEMS à actionnement électro-thermique rotation, nous avons utilisé un banc de test établi à partir d'un testeur sous pointes de chez Karl Suss et d'une caméra numérique installée au-dessus du testeur sous pointes, reliées à un ordinateur. Le testeur sous pointe permet donc de poser ces dernières sur les plots du wafer et d'appliquer un signal (courant) d'actionnement à l'aide d'une source de courant continue. On film ainsi le mouvement des électrodes suspendues et des images sont prises à l'aide du microscope optique et de l'ordinateur. Une série de photos correspondant à chaque valeur de courant appliquée est représentée fig. 4.

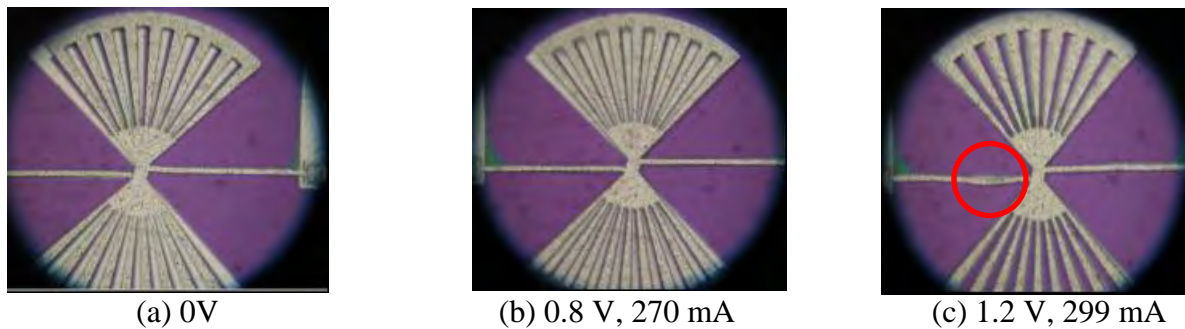


Figure 4. Images des structures prises au microscope optique : (a) à 0 V, (b) à 0.8 V et 270 mA, (c) à 1.2V et 299 mA.

Une première observation faite pendant ces tests est le 'back bending'. C'est le nom anglais donné au phénomène suivant lequel l'actionneur ne revient pas, dans certains cas à sa position de repos après avoir été actionné. Ce phénomène intervient lorsqu'on applique un trop fort courant à la structure [1]. En effet, nous avons remarqué que lors de fort courant d'actionnement, l'électrode supérieure ne revient pas à sa position de repos.

Un autre comportement anormal observé est le flambement du bras d'actionnement. Ce comportement est induit par l'application d'un courant d'actionnement trop important. La structure en étant chauffée subit des reconfigurations locales des grains d'AlSi. Le bras garde alors progressivement une trace de la déformation et peut alors entraîner une modification de la position d'origine (effet 'back bending'). La figure 4c montre bien ce phénomène de flambement.

L'origine de ce flambement se trouve dans la température atteinte dans le bras en fonction du courant appliqué. En utilisant un courant trop élevé, la température dans le bras atteint un maximum dépassant la température de transition (température à partir de laquelle le matériau devient facilement déformable plastiquement) qui est supérieure à 400°C dans le cas de l'AlSi [2]. Ce phénomène ne dépend pas du nombre de cycles mais de la puissance appliquée à l'actionneur [3]. Enfin, pour conclure, nous pouvons affirmer que la rotation maximale de l'électrode suspendue de 7° pour une puissance injectée d'environ 350 mW est limitée par l'effet de flambement (Fig. 4c).

4.1.1.2 Mesures RF de la capacité

Les mesures ont été réalisées sous pointes avec un analyseur de réseau vectoriel (VNA ‘Vector Network Analyser’) HP 8719 D dont la plage de fréquence est 50 MHz-13 GHz [4]. Des pointes RF picoprobe GSG ‘Ground Signal Ground’ d’écartement 150 μm , et supportant une fréquence maximale de 18 GHz ont été montées [5]. Il est nécessaire pour pouvoir calculer les paramètres S de connaître les puissances incidentes, réfléchies et transmises. Les figures 5a et 5b montrent le schéma de principe dans les cas des ports 1 et 2, respectivement [6].

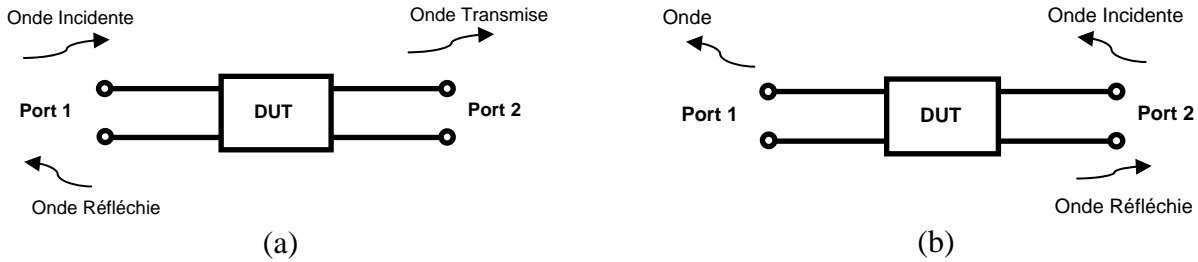


Figure 5. Schéma de principe pour le calcul des paramètres S : (a) Port 1, (b) Port 2.

A partir des puissances, il est possible de calculer les paramètres S du DUT (Device Under Test) par les formules suivantes :

Port 1 (Figure 5a) :

$$|S_{11}|^2 = \frac{P_{ref}}{P_{inc}}, \quad |S_{21}|^2 = \frac{P_{trans}}{P_{inc}}$$

Port2 (Figure 5b) :

$$|S_{22}|^2 = \frac{P_{ref}}{P_{inc}}, \quad |S_{12}|^2 = \frac{P_{trans}}{P_{inc}}$$

Les paramètres S sont mesurés sur une impédance caractéristiques 50 Ω . S_{21} traduit le gain du dispositif qui peut être aussi une atténuation (Coefficient de transmission entrée-sortie) et S_{11} traduit le coefficient de réflexion à l’entrée.

Les mesures sont toujours affectées par les erreurs introduites par les éléments d’interconnexion du dispositif à tester (DUT) : les connecteurs, câbles, tés de polarisation continue, sonde, etc...Pour cette raison, de nombreuses méthodes de calibrages ont été développées afin de corriger à la fois les erreurs internes à l’analyseur vectoriel et celles introduites par l’utilisateur lors de la mise en œuvre de la mesure (connecteurs, câbles, etc...). La calibration va permettre de déterminer toutes les erreurs présentes lors d’une mesure. Son principe est d’obtenir un système d’équations exprimant les paramètres S vrais en fonction des paramètres S mesurés. Un kit de calibration, disponible avec le VNA est constitué de quatre standards.

Pour l'analyseur 2-ports, il existe quatre structures standards de calibration (Fig. 6) [7] :

- Structure en circuit ouvert ('Open'), Fig. 6a
- Structure en court-circuit au port 1 ('Short 1'), Fig. 6b
- Structure en court-circuit au port 2 ('Short 2'), Fig. 6c
- Structure en court circuit à la place du prototype ('Through'), Fig. 6d

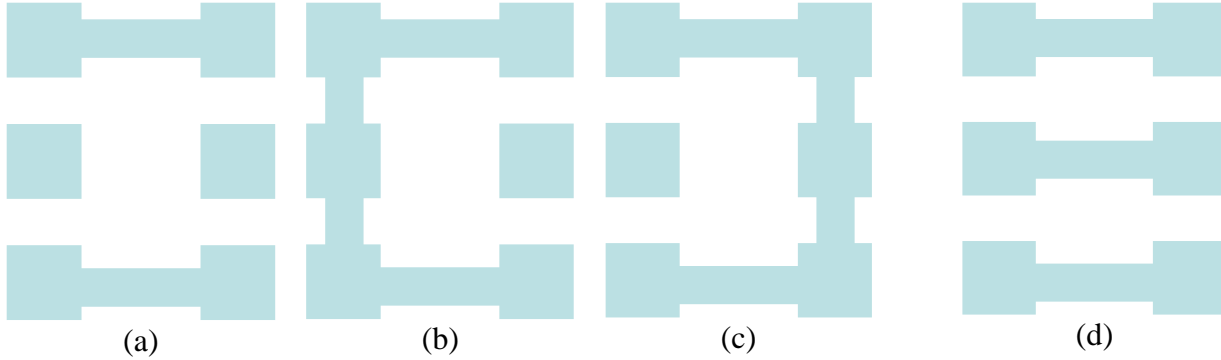


Figure 6. Schéma des structures standards de de-embedding : (a) Open, (b) Short 1, (c) Short 2, (d) Through

On a mesuré les paramètres S de la structure 'Through' pour vérifier la calibration. La figure 7 montre les paramètres mesurés de réflexion et transmission. Pour une bonne calibration, le module des paramètres de réflexion doit être inférieur à 30-40 dB, ce qui est notre cas (Fig. 7a). De plus, le module des paramètres de transmission doit être inférieure à 0.03 dB et la phase correspondante doit être linéaire. On remarque sur la figure 7b, que les mesures correspondent aux exigences d'une calibration plus qu'acceptable.

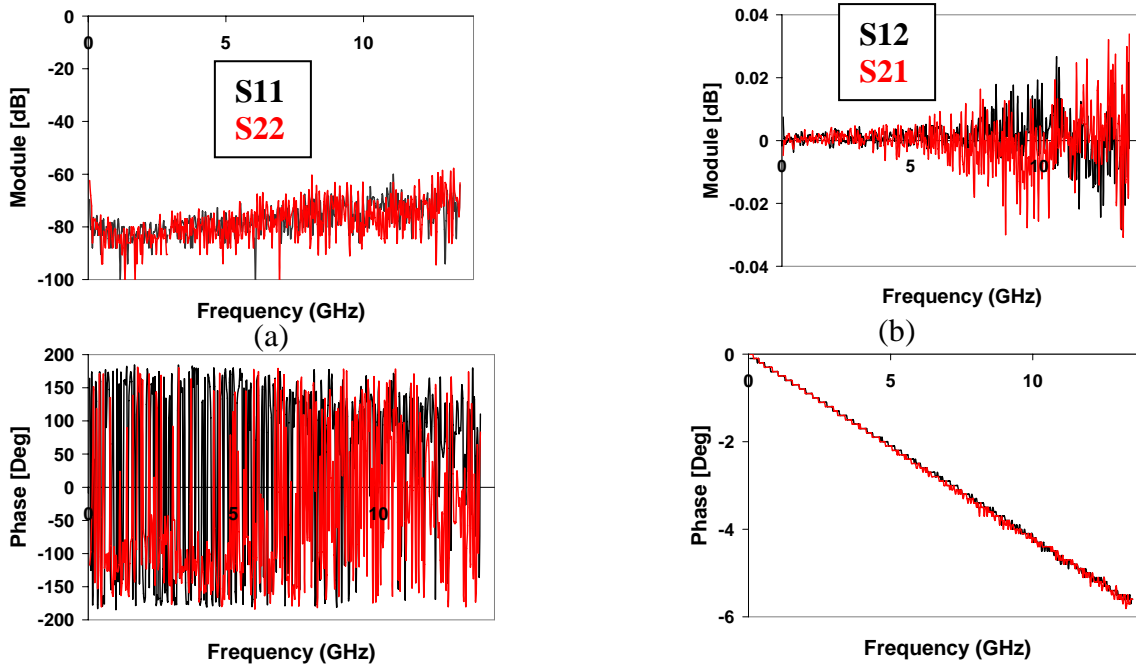


Figure 7. (a) Paramètres de réflexion des ports 1 et 2 Module et Phase, (b) Paramètres de transmission des ports 1 et 2 Module et Phase

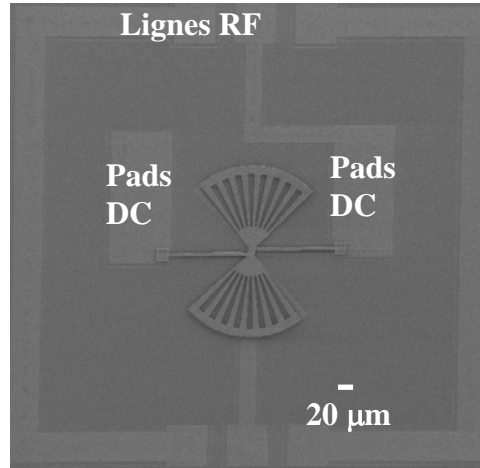


Figure 8. Image MEB de la capacité variable et des lignes RF pour la mesure sous pointes RF

La figure 8 montre une image MEB de l'ensemble de la structure et des lignes RF pour les pointes RF et les pads pour les pointes DC, autrement dit l'actionnement électro-thermique.

Pour extraire la valeur de la capacité, il faut d'abord convertir les paramètres S mesurés en paramètres Y ou Z . Les mesures ne prennent pas en compte les capacités parasites liées aux pads et au substrat. Pour analyser les résultats, un modèle électrique de la capacité a été mis en place : un modèle simple en π [8].

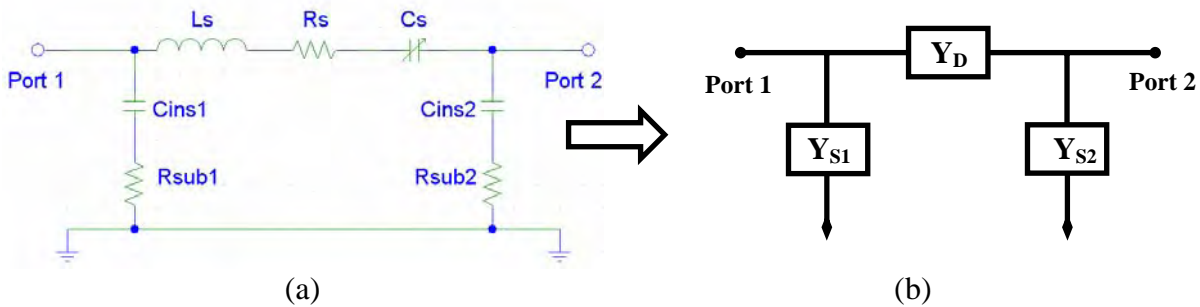


Figure 9. (a) Modèle électrique équivalent de la capacité variable MEMS, (b) Modèle équivalent en π .

Dans le modèle électrique développé figure 9a, L_s , R_s et C_s représentent respectivement les inductances séries, les résistances séries et la capacité variable. C_{ins} et R_{sub} représentent les capacités et les résistances parasites liées au substrat. Dans le modèle figure 9a, Y_D et Y_S représentent respectivement les admittances de la capacité variable MEMS et celles des capacités parasites liées au substrat. Y_D et Y_S s'expriment en fonction des paramètres y des ports 1 et 2 de la façon suivante :

- $y_{11} = Y_{S1} + Y_D$
- $y_{12} = -Y_D$
- $y_{21} = -Y_D$
- $y_{22} = Y_{S2} + Y_D$

En reprenant les paramètres y et le modèle en Pi utilisé, nous pouvons identifier les éléments du schéma équivalent de la figure 9.

La capacité variable équivalente et le facteur de qualité pour chacun des ports 1 et 2 s'expriment comme :

$$- C_1 = \frac{-1}{2\pi f \cdot \text{imag}(1/y_{11})}, Q_1 = \frac{-\text{imag}(1/y_{11})}{\text{real}(1/y_{11})}$$

$$- C_2 = \frac{-1}{2\pi f \cdot \text{imag}(1/y_{22})}, Q_2 = \frac{-\text{imag}(1/y_{22})}{\text{real}(1/y_{22})}$$

La figure 10 montre les paramètres S mesurés des ports 1 et 2. Les mesures des ports 1 et 2 ne sont pas les mêmes ; en effet, les blocs DC et RF ne sont pas dissociés dans le cas du port 1. D'où la différence entre les ports 1 et 2.

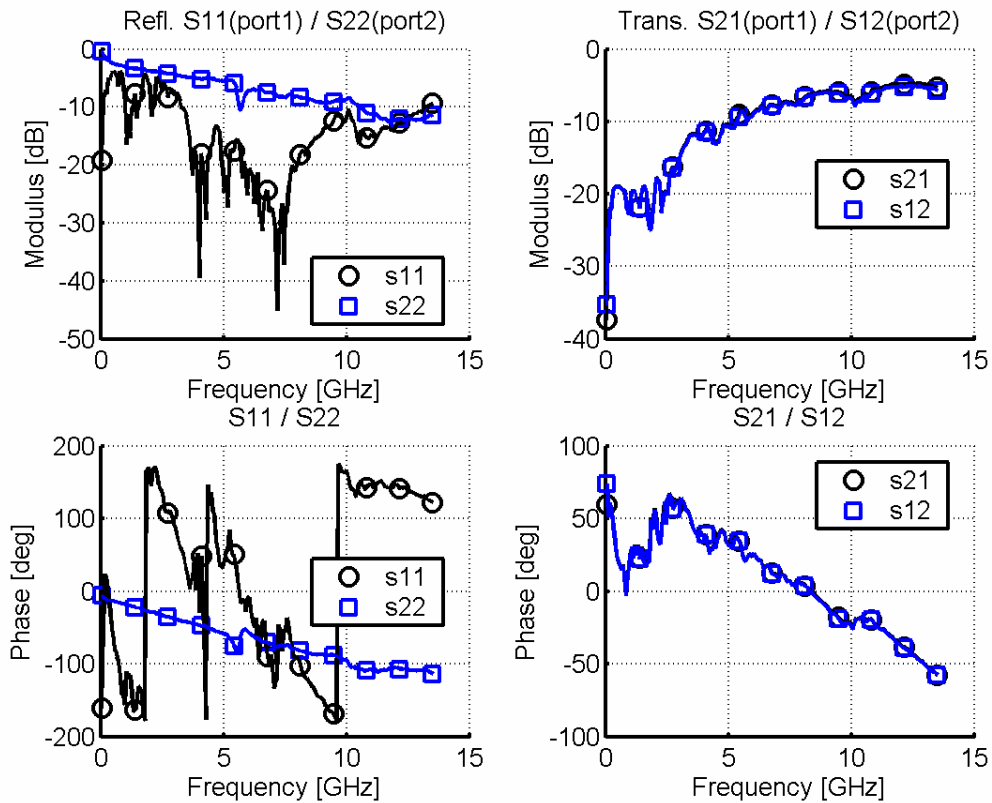


Figure 10. Paramètres S des ports 1 et 2 pour un actionnement à 0V.

Les valeurs des composants du modèle (Voir fig. 9) sont déterminées après ajustement avec les paramètres Y mesurés :

- $R_s = 10 \, \Omega$
- $L_s = 2 \, \text{nH}$
- $C_{\text{ins1}} = C_{\text{ins2}} = 178.134 \, \text{fF}$
- $R_{\text{sub1}} = R_{\text{sub2}} = 153.307 \, \Omega$

A zéro 0V, les électrodes inférieures fixes et celles suspendues sont désalignées. En appliquant une tension, la valeur de la capacité décroît au départ et croît par la suite (Fig. 11). La figure 12 montre les valeurs des capacités extraites des paramètres S en fonction de la fréquence pour différentes tensions d'actionnement.

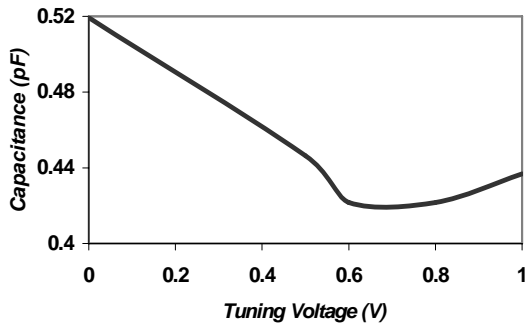


Figure 11. Capacité en fonction de la tension d'actionnement à 2 GHz

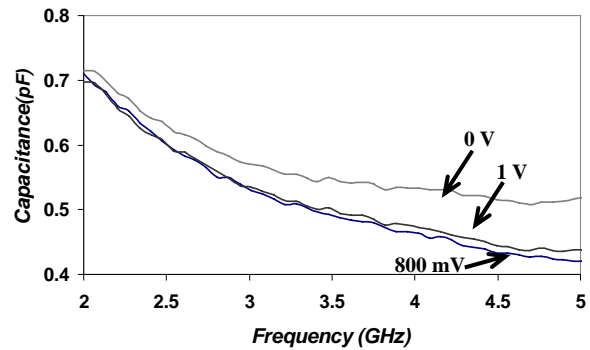


Figure 12. Capacités en fonction de la fréquence

On obtient ainsi un maximum de rotation de l'électrode suspendue de 7° à 1.2 V et 299 mA ; les électrodes fixes et mobiles sont alors en 'regards'.

On obtient une variation de capacité de 30 % à 2 GHz et un facteur de qualité inférieure à 10 à 2 GHz. La faible valeur de variation de capacité vient des effets de bords, appelé 'fringing field'. De plus, la faible valeur du facteur de qualité vient des grandes résistances des lignes RF. Par conséquent, ces grandes valeurs de résistances engendrent une faible valeur du facteur de qualité. Le but du prochain 'RUN' sera alors d'optimiser la variation de capacité et d'augmenter la valeur du facteur de qualité.

4.1.1.3 Mesures des déplacements verticaux au profilomètre optique

La figure 11 donne des résultats sur les valeurs de la capacité en contradiction avec les simulations ANSYS (Chapitre 2). En effet, dans un premier temps, on remarque que les valeurs mesurées sont légèrement supérieures à celles simulées. Cette différence s'explique par l'influence des capacités parasites. Dans un deuxième temps, on remarque qu'à 1V de tension d'actionnement, les deux électrodes sont en regards et alignées. Par conséquent la valeur mesurée de la capacité à 1V devrait être supérieure à celle mesurée à 0V ; ce qui n'est pas le cas. La réponse vient du fait que l'électrode supérieure se déplace par rotation dans le plan et aussi hors plan, c'est-à-dire verticalement. Ce déplacement vertical va engendrer donc une variation du gap et donc de la capacité. Autrement dit, la capacité change à la fois par variation de surface et par variation de gap. A priori, le déplacement vertical de l'électrode supérieure se fait vers le haut. En effet pour obtenir une capacité plus faible, le gap entre les électrodes doit augmenter. Le but des mesures des profils de l'électrode suspendue pendant l'actionnement est de justifier les résultats mentionnés plus haut.

Nous utilisons donc un profilomètre optique de type Veeco Wyko NT1100 qui fournit des profils 3D. Le principe du WYKO repose sur l'interférométrie, par Vertical Scanning (VSI). Un moteur permet un scannage vertical contrôlé par l'utilisateur, et permet ainsi de focaliser plusieurs fois sur la structure, à des hauteurs différentes. La particularité de ce

système est la méthode de mesure. Contrairement aux interféromètres traditionnels, qui calculent les données en phase, ce mode mesure le degré de modulation des franges [9]. On actionne donc la capacité variable et on mesure le profil correspondant.

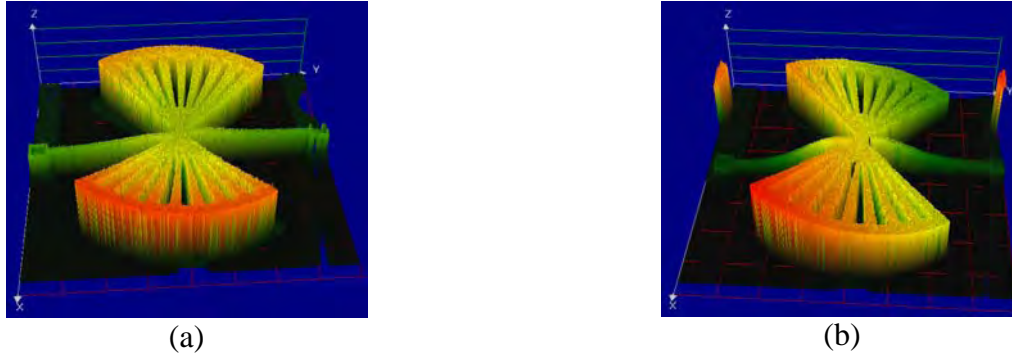


Figure 13. Mesure du profil de l'électrode suspendue : (a) à 0V, (b) à 1V

La figure 13b montre bien par rapport à la figure 13a, que l'électrode suspendue se déplace dans le plan et verticalement vers le haut. Ce qui engendre une augmentation du gap entre les deux électrodes et donc une diminution de la valeur de la capacité.

Le tableau 1 indique les déplacements verticaux vers le haut par rapport à la position initiale.

Tension d'Actionnement (V)	Déplacement vertical par rapport à la position initiale (μm) (Centre de l'électrode suspendue)	Déplacement vertical par rapport à la position initiale (μm) (Extrémités de l'électrode suspendue)
0.6	7	0.1
0.8	8.5	0.1
0.9	11.8	0.8

Table 1. Déplacements verticaux par rapport à la position initiale

On remarque toutefois au tableau 1, un déplacement vertical vers le haut à 0.9V de 11.8 μm par rapport à la position initiale de l'électrode suspendue. Ce qui est assez conséquent pour diminuer la valeur de la capacité.

4.1.2 Actionnement électro-thermique latéral

4.1.2.1 Validation du principe et mesures DC

Dans le but de valider le principe de fonctionnement des composants capacités variables MEMS à actionnement électro-thermique latéral, nous avons utilisé le même banc de test que celui utilisé dans le cas de l'actionnement électro-thermique en rotation. On film ainsi le mouvement des électrodes suspendues et des images sont prises à l'aide du microscope optique et de l'ordinateur. Une série de photos correspondant à chaque valeur de courant appliquée est représentée fig. 14.

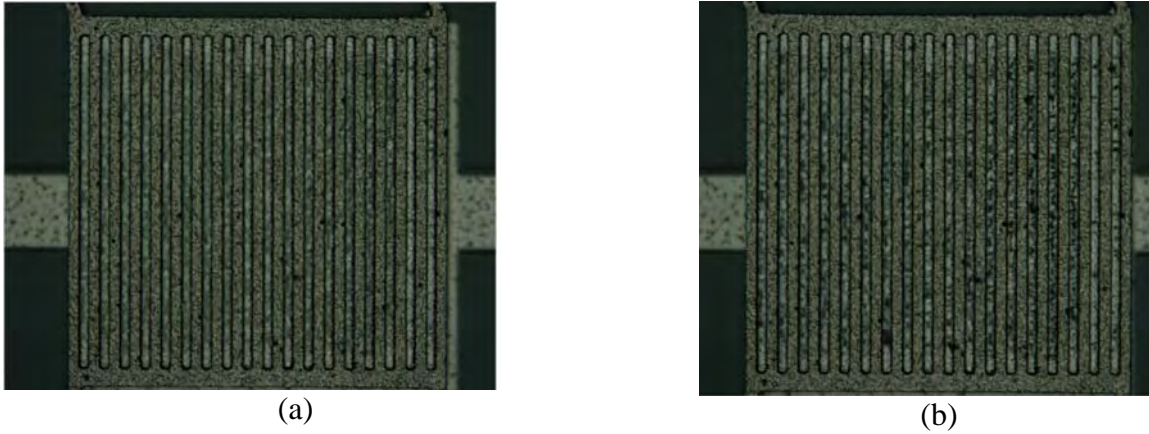


Figure 14. Images prises au microscope optique : (a) à 0V, (b) à 1V et 460 mA

Nous observons le même phénomène de flambement dans les bras d'actionnement que celui observé dans le précédent actionnement électro-thermique. En effet, le déplacement latéral maximal de l'électrode suspendue de 5 μm pour une puissance injectée d'environ 460 mW est limité par l'effet de flambement (Fig. 14b).

4.1.2.2 Mesures RF

La procédure de mesures RF de la capacité est la même que celle détaillée au paragraphe 1.1.2. Pour extraire la valeur de la capacité, il faut d'abord convertir les paramètres S mesurés en paramètres Y ou Z. Les mesures ne prennent pas en compte les capacités parasites liées aux pads et au substrat. Pour analyser les résultats, un modèle électrique de la capacité a été mise en place : un modèle simple en π (voir paragraphe 4.1.1.2).

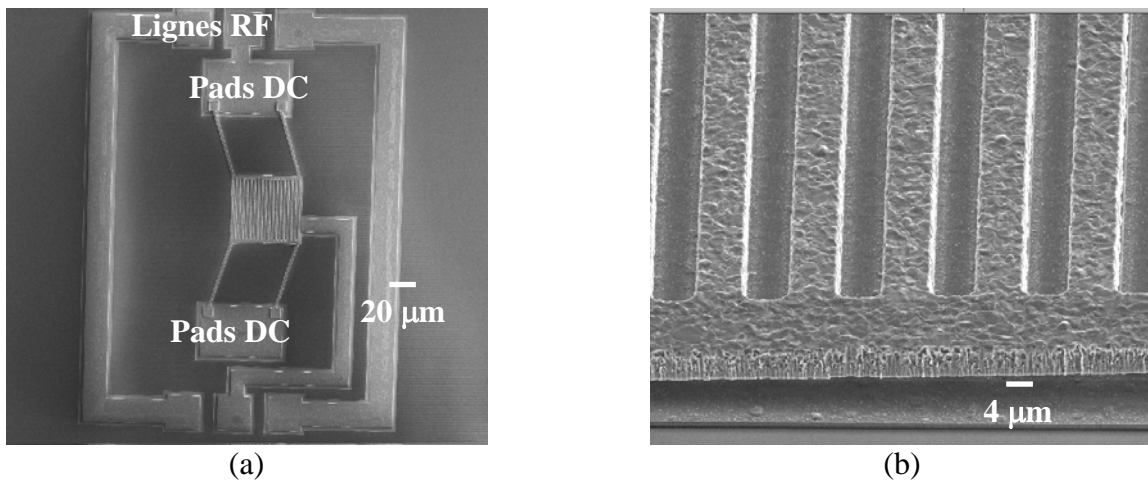


Figure 15. Images MEB : (a) de la capacité variable à actionnement électro-thermique latéral, (b) de l'électrode suspendue fragmentée.

La figure 15a montre une image MEB de la capacité variable MEMS, de l'actionnement électrothermique latéral ainsi que les lignes RF. La figure 15b montre une image MEB de l'électrode fragmentée suspendue. La figure 16 montre la valeur de la capacité en fonction de

la tension d'actionnement. La capacité est mesurée à 2GHz. A 0V, les électrodes fixes et suspendues ne sont pas en regards. Lorsqu'on applique une tension, la valeur de la capacité croît et décroît par la suite (Fig. 16). On obtient un déplacement maximal de 5 μm pour une puissance injectée de 460 mW. Les deux électrodes sont alors en regard (Fig. 15b). La variation de capacité mesurée est de 15 % à 2 GHz et un facteur de qualité inférieure à 10 à la même fréquence. La faible valeur de variation de capacité vient des effets de bords, appelé 'fringing field'. De plus, la faible valeur du facteur de qualité vient des grandes résistances des lignes RF. Le but du prochain 'run' sera alors d'optimiser la variation de capacité et d'augmenter la valeur du facteur de qualité.

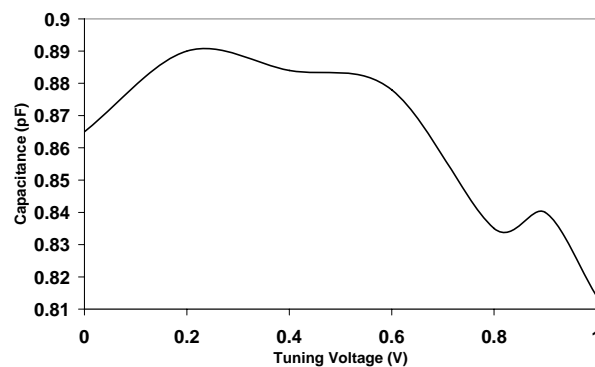


Figure 16. Capacité mesurée en fonction de la tension d'actionnement à 2 GHz.

4.1.2.3 Mesures des déplacements verticaux au profilomètre optique

Les valeurs des capacités mesurées (Fig. 16) sont bien supérieures à celles simulées avec le logiciel d'éléments finis ANSYS (Chapitre 2). Cette différence vient de l'influence des capacités parasites essentiellement. Par ailleurs, il semblerait que lors de l'actionnement latéral, un déplacement vertical se produit. Autrement dit, à priori, nous obtenons un déplacement latéral suivi d'un déplacement vertical vers le bas de l'électrode suspendue et mobile.

	Avant de l'électrode	Arrière de l'électrode
Déplacement vertical (μm)	1.2	0.6

Table 2. Déplacements verticaux par rapport à la position initiale

Le tableau 2 donne les valeurs des déplacements verticaux par rapport à la position initiale de l'électrode suspendue. Après application de la tension maximale d'actionnement, l'électrode suspendue se déplace latéralement de 5 μm et verticalement vers le bas de 1.2 μm et 0.6 μm , respectivement à l'avant et à l'arrière de l'électrode. Ces déplacements verticaux sont assez conséquents pour changer la valeur de la capacité par rapport aux valeurs simulées.



Figure 17. Mesures du profile de l'électrode suspendue : (a) à 0V, (b) à 1V.
Subdivision de la grille : $x=77.2 \mu\text{m}/\text{Div}$, $y=74.8 \mu\text{m}/\text{Div}$, $z=4.2 \mu\text{m}/\text{Div}$

Pour conclure, lors de l'actionnement, on observe un déplacement vertical vers le haut de l'électrode supérieure, engendrant ainsi une diminution du gap et donc une augmentation de la capacité totale (Fig. 17b)

4.1.3 Influence de la puissance du signal RF

Si le signal RF qui traverse le dispositif véhicule une puissance trop importante, elle peut actionner l'électrode supérieure de la capacité variable (on parlera d'auto-actionnement). Le dispositif admet donc une puissance maximale qu'il convient de ne pas dépasser pour assurer son bon fonctionnement. Cette valeur de puissance dépend de la géométrie de la structure considérée. La puissance maximale admise est [10] :

$$P_{\max} = \text{Re}\left(\frac{V_a}{Z}\right), \text{ avec } V_a \text{ la tension d'actionnement et } Z \text{ l'impédance totale.}$$

Le passage d'un signal RF sur une membrane métallique provoque une augmentation de sa température avec des pics localisés dus aux phénomènes de conduction électrique. Cette variation de température va influencer les performances électrostatiques et mécaniques des capacités variable MEMS. Le but de la manipulation est donc d'évaluer l'influence de la puissance RF du signal traversant sur la valeur de la capacité (Actionnement électro-thermique rotation et latéral). La figure 18 montre le schéma du montage constitué de :

- VNA, limité à 27 dBm
- Circulateur, qui évite les puissances réfléchies et donc évite d'endommager le VNA
- Un amplificateur, de gain +40dBm et avec une bande passante de 1 GHz à 2.5 GHz
- Un DUT (structure capacité variable MEMS)
- Un atténuateur, de gain - 40 dBm

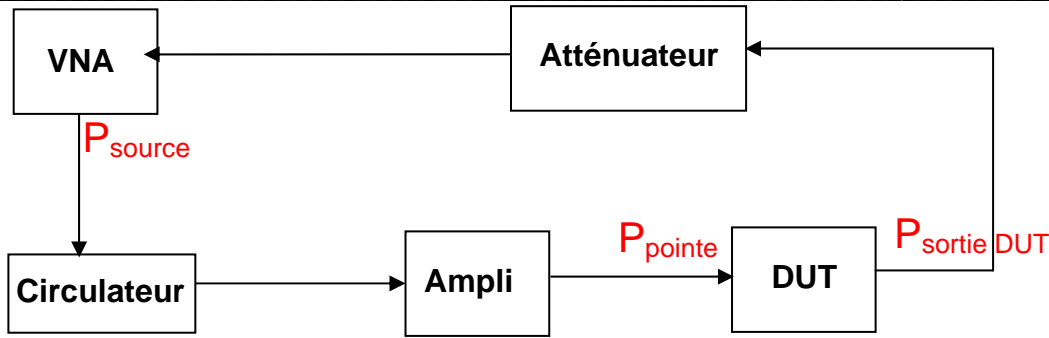


Figure 18. Schéma de principe du montage de la manipulation en puissance

La puissance mesurée $P_{\text{mesurée}} = P_{\text{Source}} - P_{\text{pertes circulateur}} + \text{Gain}_{\text{Ampli}} - P_{\text{Câbles}} - P_{\text{pertes pointes}} - P_{\text{pertes Dispo}} - P_{\text{Atténuateur}}$

De même, $P_{\text{pointes}} = P_{\text{Source}} - P_{\text{pertes, câbles, circulateur, pointes}} + \text{Gain}_{\text{Ampli}}$

Les pertes liées aux câbles, circulateurs et pointes ont été évaluées à environ 4 dBm,

d'où $P_{\text{pointes}} = P_{\text{Source}} + 36$

Au-delà d'une certaine puissance, on observe un auto-actionnement thermique des structures capacités variables. Pour différentes valeurs de puissances RF injectée, on fait donc un balayage en fréquence de 1 GHz à 5 GHz. On évalue alors la puissance qui correspond à un auto-actionnement.

	P_{Source} (dBm)	P_{Pointes} (dBm)	$P_{\text{auto-actionnement}}$ (mW)
Actionnement thermique rotation	-12	24	250
Actionnement thermique latéral	-7	29	800

Table 3. Evaluation de la puissance d'auto-actionnement lorsqu'une puissance RF est injectée

On observe un auto-actionnement pour une puissance RF injectée de 250 mW et 800 mW, respectivement dans le cas des actionnements thermiques rotation et latéral (Tableau 3).

Pour différentes puissances RF injectée, on mesure les pertes à la sortie du DUT. Ces mesures ont été réalisées à une tension d'actionnement nulle et à une fréquence de 2 GHz.

Actionnement thermique rotation		Actionnement thermique latéral	
P_{pointes} (dBm)	P_{sortie} (dBm)	P_{pointes} (dBm)	P_{sortie} (dBm)
-15	-15	-15	-15.9
-10	-14.6	-10	-15.7
-5	-14.8	-5	-15.78
-3	-14.86	-3	-15.8
-2	-14.88	-2	-15.9

Table 4. Mesures de la puissance de sortie pour les deux capacités variables MEMS

On constate, dans les deux cas d'actionnement, d'après le tableau 4, que la puissance de sortie varie très peu avec la puissance RF injectée. L'impédance de sortie du DUT est $Z = j2Lw + 2R + 1/j2Cw$. Vraisemblablement, la capacité varie avec la puissance RF mais compte tenu de la faible valeur de la capacité (de l'ordre de 0.5 pF) et probablement des fortes valeurs d'inductances, on ne peut constater directement la variation de la capacité dans la valeur de la puissance de sortie.

4.1.4 Inductance RF et co-intégration L et C

Les configurations d'inductances les plus courantes sont les inductances planaires en forme de spirale ou pour des facilités de réalisation des masques de fabrication, de forme rectangulaire comme le montre plus loin figure 21a. Les formes octogonales ont permis de se rapprocher de la qualité des inductances circulaires sans pour autant compliquer la phase de réalisation des masques. De nombreuses analyses, modèles et résultats ont été publiés pour les inductances de forme rectangulaires [11].

Dans le procédé technologique, outre la fabrication des composants capacités variables MEMS, des inductances suspendues en AlSi 4% sont aussi fabriquées ainsi que des circuits LC co-intégrés. La procédure de caractérisation des inductances utilise le schéma équivalent présenté à la figure 19a. Comme le montre cette figure, le modèle complet d'inductances peut être simplifié en utilisant un schéma intermédiaire constitué de 3 admittances (Fig. 19b) ou modèle en Pi. Dans ces conditions, il est aisé d'identifier ces 3 admittances à partir des paramètres S mesurés de l'inductance, paramètres qui sont corrigés des effets parasites introduits par les plots et convertis en paramètres y.

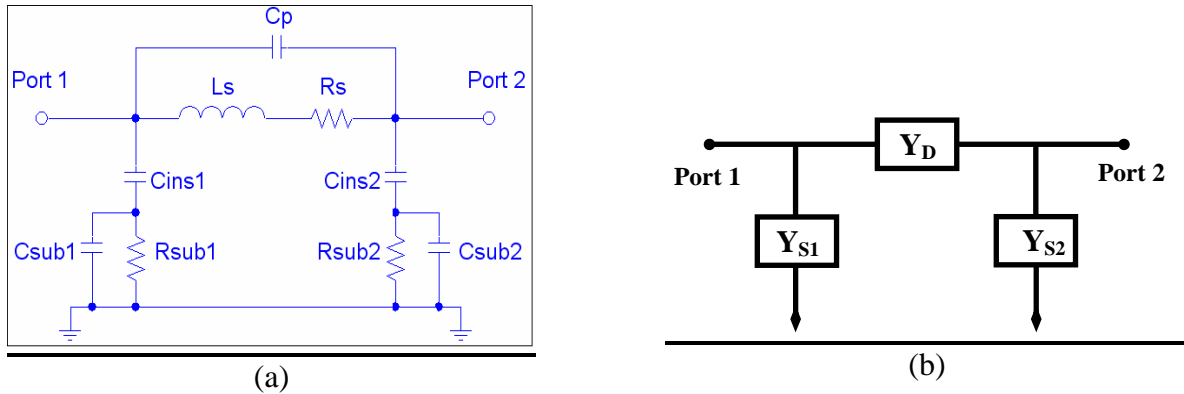


Figure 19. (a) Modèle électrique équivalent de l'inductance, (b) Modèle équivalent en Pi

Dans le cas du silicium, on doit tenir compte de la conductivité du substrat, modélisée par les résistances R_{Sub1} , R_{Sub2} et les capacités C_{Sub1} et C_{Sub2} . La capacité C_p modélise la capacité de couplage entre l'inductance et les lignes de connections appelées 'underpass'. L'inductance L_s et la résistance R_s représentent, respectivement, les inductances séries et les résistances séries liées au métal AlSi 4%. Nous obtenons :

- $y_{11} = Y_{S1} + Y_D$
- $y_{12} = -Y_D$
- $y_{21} = -Y_D$
- $y_{22} = Y_{S2} + Y_D$

Ces 3 admittances s'expriment en fonction des éléments du schéma équivalent.

L'inductance et le facteur de qualité sont extraites à partir des paramètres y suivant les équations suivantes :

$$L = \frac{\text{Imag}(1/y_{11})}{2\pi f}, Q = \frac{\text{Imag}(1/y_{11})}{\text{Real}(1/y_{11})}$$

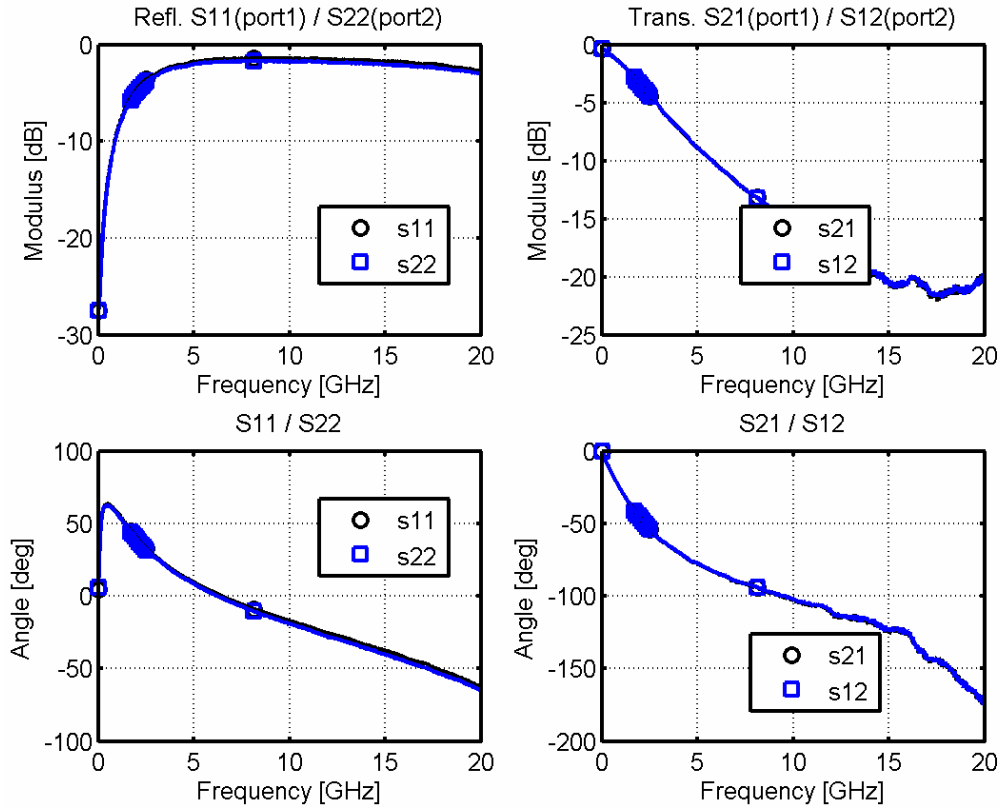
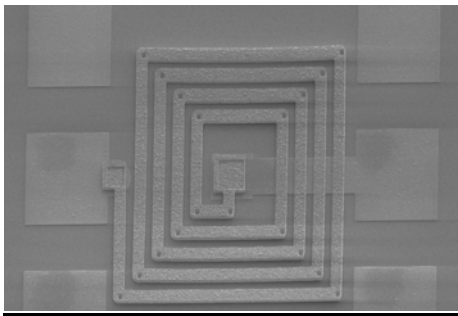
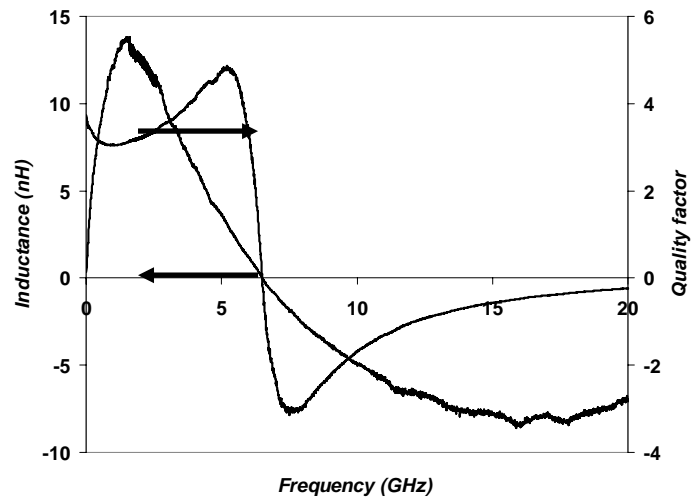


Figure 20. Paramètres S mesurées



(a)



(b)

Figure 21. (a) Image MEB de l'inductance AlSi suspendue, (b) Inductance et facteur de qualité mesurés

La figure 20 montre les paramètres S mesurés. La figure 21a montre l'image MEB de l'inductance AlSi suspendue. Les caractéristiques mesurées de l'inductance sont représentées figure 21b. L'inductance mesurée à 2 GHz est de 9.5 nH et le facteur de qualité à 2 GHz est de 6. La faible valeur du facteur de qualité vient des résistances de contact, notamment pendant la mesure et le contact entre les pointes RF et les pads.

Dans un deuxième temps, nous proposons de co-intégrer les composants MEMS inductance et capacité dans le procédé technologique. Plusieurs configurations de cellules LC co-intégrées MEMS ont été étudiées, notamment la configuration représentée figure 22. La valeur de l'inductance mesurée est de 9.5 nH. Les valeurs de la capacités dans le cas des actionnements électro-thermiques rotation et latéral sont respectivement de 0.52 pF et 0.86 pF à 2 GHz et à 0V d'actionnement.

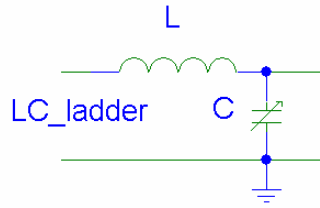
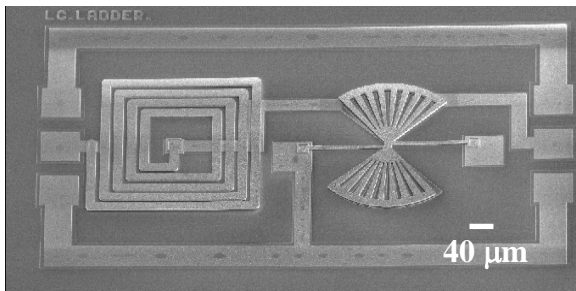


Figure 22. Configuration de la cellule LC MEMS

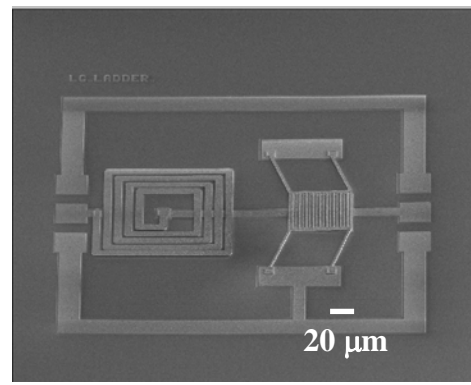
La fréquence de résonance est :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Les fréquences de résonance des cellules LC sont de 0.56 GHz et 0.71 GHz dans le cas des actionnements électro-thermique latéral et rotation, respectivement à 0V. Ces valeurs théoriques sont plus faibles que celles attendues (2 GHz) compte tenu des mesures de capacités plus grandes. Ces capacités mesurées sont en effet plus importantes que celles simulées. La figure 23 montre les images MEB des cellules LC dans les deux cas d'actionnements.



(a)



(b)

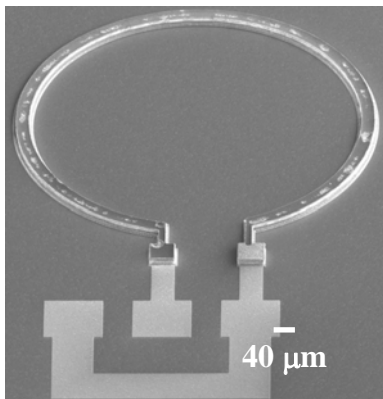
Figure 23. Images MEB des cellules LC : (a) Actionnement électro-thermique rotation, (b) Actionnement électro-thermique latéral

On n'a pas pu vérifier la variation de fréquence des cellules LC. En effet, les variations de capacités sont faibles et les facteurs de qualités des composants passifs MEMS aussi. Par conséquent la variation de fréquence est trop faible. Le but du prochain 'run' est de vérifier cette variation de fréquence avec les composants passifs MEMS optimisés.

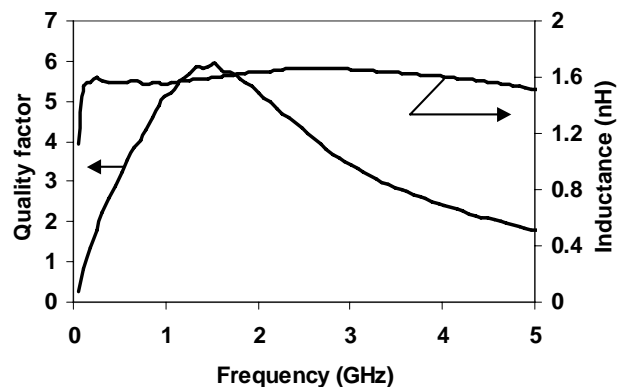
4.1.5 Actionnement électrostatique et inductance cuivre

4.1.5.1 Mesures RF

La première libération sur les 5 wafers a pour but d'analyser les composants passifs MEMS capacités variables MEMS à actionnements électro-thermique et les inductances. Le matériau structurel, utilisé pour définir l'actionnement et l'inductance, est l'AlSi 4%. La deuxième libération sur les 5 autres wafers a pour but d'analyser les composants passifs MEMS capacité variable à actionnement électrostatique et les inductances. Dans ce cas, le matériau utilisé pour définir l'actionnement et l'inductance est le cuivre. Le procédé de fabrication final utilise donc à la fois l'AlSi 4% et le cuivre : c'est un procédé mixte AlSi-Cuivre. Les premières mesures concernent l'inductance. Elles sont définies au-dessus du polyimide encapsulé, afin de les maintenir suspendue pendant la libération du polyimide. Pour éviter de définir plusieurs masques, l'inductance est un anneau formé d'un tour. La figure 24a montre une image MEB de l'inductance. C'est principalement pour cette raison que les performances de l'inductance seront limitées (Fig. 24b).



(a)



(b)

Figure 24. (a) Image MEB de l'inductance en cuivre, (b) Inductance et facteur de qualité mesurés

Les mesures de l'inductance et du facteur de qualité ont été extraites suivant la même méthode que celle utilisée dans le cas des inductances en AlSi. Dans ce cas, l'inductance est mesurée en un port, mais le principe reste le même. La figure 24b donne une valeur d'inductance de 1.5 nH et un facteur de qualité de 6 à 2 GHz. Ces performances sont limitées par le design de l'inductance (un tour) ; le prochain 'run' aura donc pour but d'optimiser les performances de cette dernière. C'est-à-dire augmenter le nombre de tours en suspendant les inductances. De ce fait, on pourra définir les lignes de connexion sous l'inductance et augmenter le facteur de qualité.

Les capacités variables à actionnement électrostatiques cuivre ont été ensuite analysées. Dans un premier temps, on a vérifié que les structures étaient bien libérées après gravure plasma oxygène. On remarque par observation MEB que les électrodes en cuivres se sont oxydées sur certaines zones (voir paragraphe 4.1.5.2).

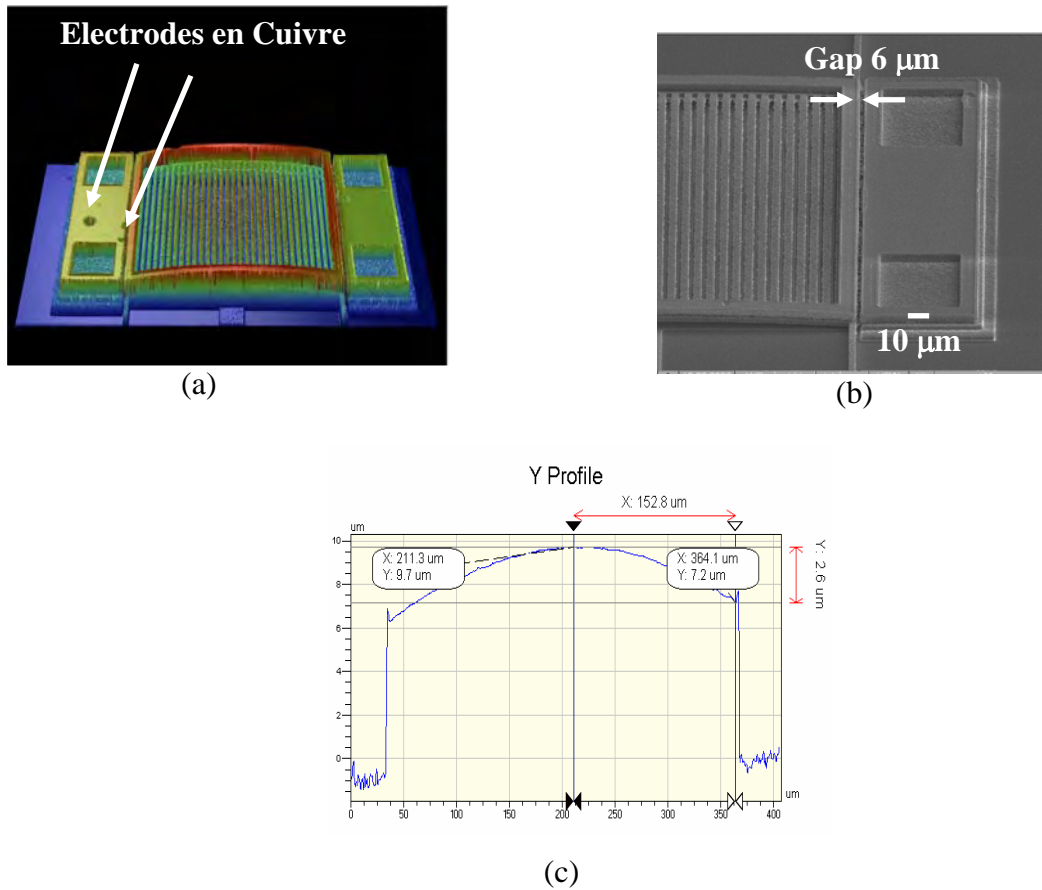


Figure 25. (a) Image de la capacité variable MEMS avec les deux actionnements électrostatiques en cuivre, prise au profilomètre optique, (b) Image MEB de l'actionnement électrostatique, (c) Profile de l'électrode en cuivre

La figure 25a montre au profilomètre optique la capacité variable MEMS et les deux électrodes en cuivre qui forment l'actionnement électrostatique. La figure 25b montre une image MEB de l'actionnement et la figure 25c nous montre le profile de l'électrode en cuivre. On mesure à l'aide du profilomètre optique une flèche de l'électrode en cuivre de 2.6 µm. Le gap entre les 2 électrodes est de 6 µm et l'épaisseur des électrodes en cuivre est de 10 µm.

La figure 26 montre la possible co-intégration de l'inductance cuivre et de la capacité variable à actionnement électrostatique.

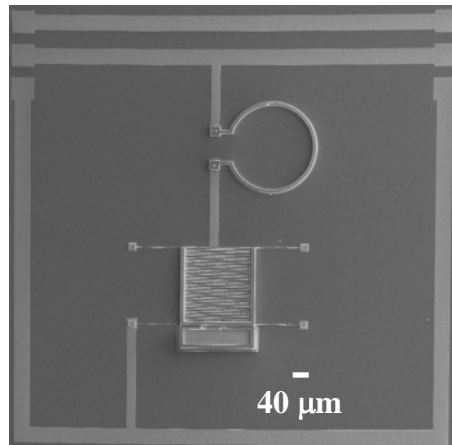


Figure 26. Image MEB de la cellule LC montrant la co-intégration entre les 2 composants passifs MEMS

La fonctionnalité de la capacité variable n'a pas été démontrée. En effet, il y a eu un problème lié au procédé technologique pendant la dernière étape (la libération par plasma oxygène), nous allons donc analyser ce problème, c'est le but du prochain paragraphe.

4.1.5.2 Analyse des problèmes technologiques

Dans un premier temps, le principe de l'électrodéposition sera détaillé d'une manière succincte. La figure 27 montre le schéma de principe de l'électrodéposition du cuivre.

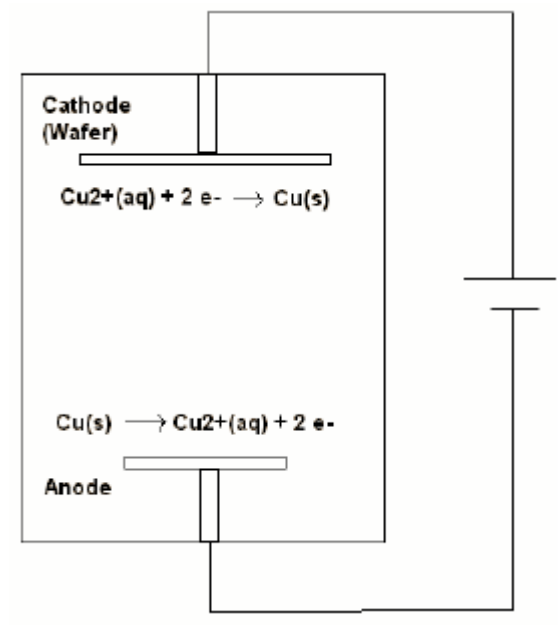


Figure 27. Schéma de principe de l'électrodéposition du cuivre

L'électrodéposition du cuivre, appelée en anglais ECP (Electrochemical plating) est obtenue en plaçant un ensemble conducteur dans une solution (électrolyte) contenant des ions cuivre. Le conducteur est mis en contact électrique à l'aide d'un générateur de tension, et un courant traverse à la fois le conducteur et la solution. Cela engendre une réaction entre les ions cuivre et la surface du conducteur en formant ainsi un métal à la surface de ce dernier. Dans notre cas, la surface conductrice utilisée est un wafer silicium avec une fine couche de cuivre, déposée par pulvérisation cathodique. Le cuivre est déposé à la cathode (électrode négative), le cuivre va de la solution à l'anode (Cu^{2+}), maintenant ainsi une concentration constante des ions cuivres Cu^{2+} dans la solution électrolytique. La figure 27 montre bien le fonctionnement des différentes réactions. Le remplissage des électrodes en cuivre se fait donc par dépôt électrochimique. Ce dépôt est réalisé à partir des bains électrolytiques comprenant du sulfate de cuivre, de l'acide sulfurique et des additifs. Ils permettent en effet la réalisation de dépôts qualifiés de super conformes sans défauts de remplissage dans la structure en favorisant la croissance du dépôt de cuivre par le fond de la microstructure. Préalablement à ce remplissage cuivre, le dépôt d'une barrière de diffusion au cuivre est indispensable pour éviter la contamination avec les autres matériaux du procédé. Ce matériau est le tantale [12].

Après les étapes de polissage, les wafers sont mis dans un bain d'ammoniac pour retirer notamment les résidus de silices. Ensuite, le dépôt par pulvérisation cathodique de la couche protectrice SiO_2 , les étapes de photolithographie et enfin la libération des structures par gravure plasma oxygène (voir chapitre 3). La figure 28 montre une image MEB de la capacité variable libérée avec les deux électrodes d'actionnement électrostatique en cuivre.

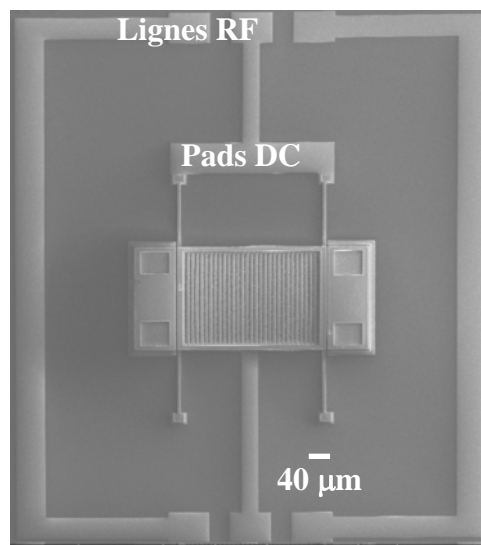


Figure 28. Image MEB de la capacité variable MEB avec les 2 électrodes d'actionnement électrostatique en cuivre.

On remarque une défaillance des structures qui est très courante : la présence de petites cavités ou 'voids' qui apparaissent en cours de procédé d'élaboration. On peut citer par exemple les défauts de remplissage électrochimique, les traitements thermiques qui modifient la texture du cuivre ce qui génère de fortes contraintes mécaniques, ou même de l'électromigration... La figure 29 montre une image MEB d'une coupe FIB avant la libération finale. On peut y observer les différents matériaux et le problème technologique lié aux 'voids' [13].

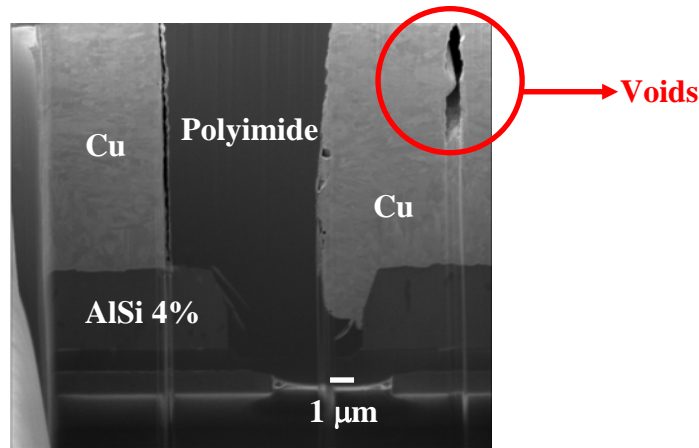


Figure 29. Image MEB d'une coupe FIB : AlSi 4% + Ta + PI + Cu

L'influence des additifs a un impact sur la cinétique électrochimique et donc sur la formation de ces 'voids'. En effet, afin d'optimiser la conformité, le taux de remplissage et la cinétique du dépôt électrochimique du cuivre, des additifs (inhibiteurs, accélérateurs, niveleurs) sont utilisés en solution électrochimique. Les 'voids' sont en général formés lors de l'électrodéposition ou des étapes de polissage.

La gravure de l'oxyde, qui est utilisé comme couche protectrice du cuivre pendant la libération des structures par gravure plasma oxygène, ainsi que les étapes de retrait de la résine photosensible peuvent engendrer la formation de résidus de polymères dans le gap et donc détériorer le fonctionnement de l'actionnement. La figure 30 met bien en évidence la formation de polymère et d'oxyde.

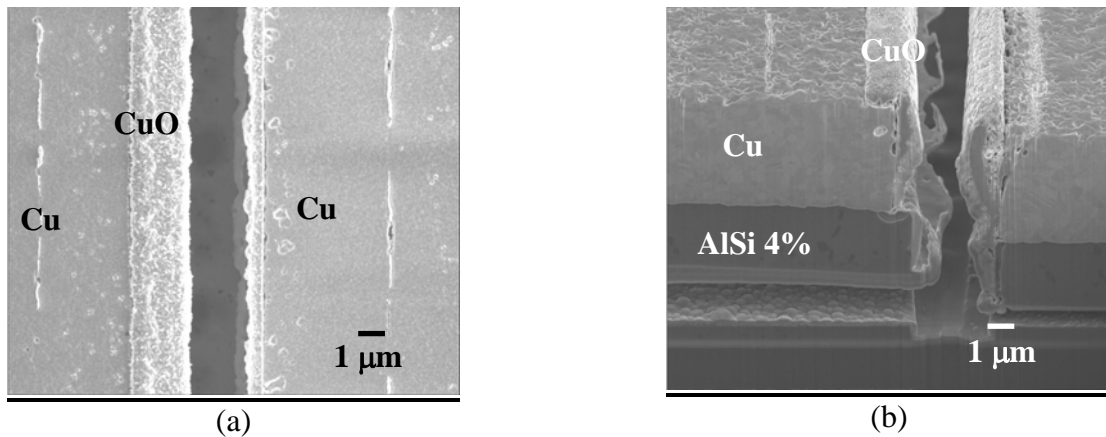


Figure 30. Image MEB après libération des électrodes d'actionnement en cuivre : (a) Vue de dessus, (b) Coupe FIB au niveau du gap

Afin de confirmer nos propos, il serait intéressant de faire une analyse par énergie dispersive des rayons x (EDX Energy Dispersive x-ray) à l'interface Cu / Ta. La figure 31 ne montre aucune évidence sur la formation d'oxyde.

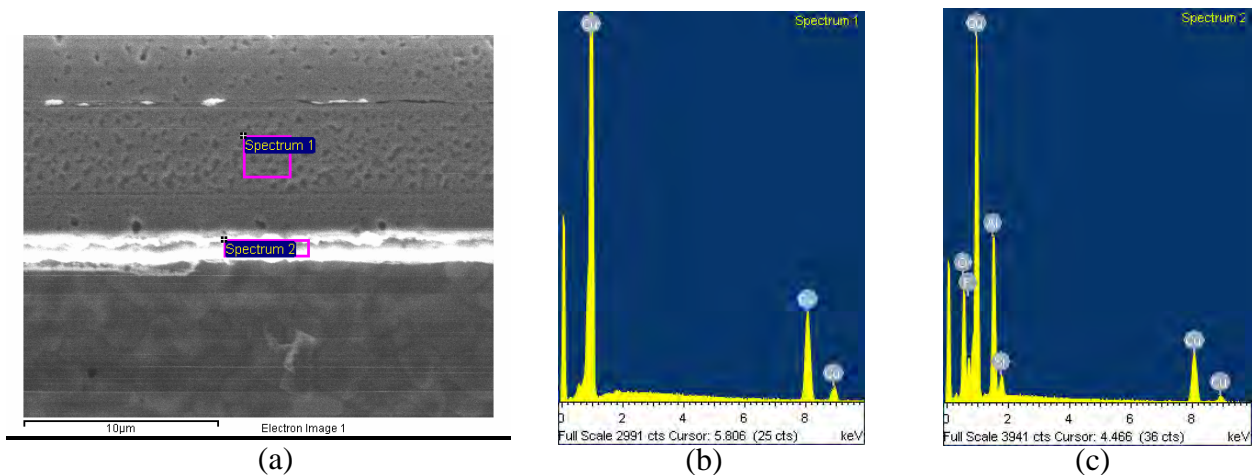


Figure 31. (a) Image MEB d'une électrode d'actionnement en cuivre, (b) Analyse EDX sur le dessus de l'électrode, (c) Analyse EDX sur les parois verticales de l'électrode

On remarque à la figure 30a que l'épaisseur d'oxyde formée sur les parois des électrodes d'actionnements n'est pas la même de part et d'autre. En effet, lors de l'exposition du masque 6 (protection du cuivre avec l'oxyde), un léger désalignement s'est produit. D'où une oxydation plus importante d'un côté de l'électrode par rapport à l'autre. La figure 31 confirme la présence d'oxyde et donc la formation d'oxyde de cuivre sur les parois des électrodes. La figure 31b montre l'analyse EDX sur la partie supérieure de l'électrode en cuivre qui confirme bien la seule présence de cuivre et la figure 31c montre l'analyse EDX sur les parois des électrodes qui confirme bien la présence d'oxyde de cuivre. L'actionnement électrostatique n'a pu être validé du fait des problèmes technologiques liés à l'oxydation du cuivre et du nombre limité de wafer en fin de procédé.

4.2 Deuxième 'RUN' technologique : Optimisation

Dans le premier 'run', nous avons validé le principe des actionnements électro-thermique rotation et latéral, et montrer la possible co-intégration entre les inductances MEMS fabriquées et les capacités variables MEMS. Les performances de ces composants ne sont pas dans les attentes du cahier des charges. En effet, les variations de capacité à 2 GHz sont de 30 % et 15 % dans les cas des actionnements électro-thermiques rotation et latéral, respectivement. Les facteurs de qualités correspondants sont inférieurs à 10 à 2 GHz. Le but du prochain 'run' est de valider les résultats de simulations du chapitre 3 en vue d'optimiser les performances des composants passifs MEMS. Par ailleurs, l'actionnement électrostatique à électrodes verticales cuivre n'a pas pu être démontré ; des problèmes technologiques sont à l'origine de ce dysfonctionnement. Par contre, les inductances en cuivre ont été caractérisées avec des performances de facteurs de qualité limités à 6 à 2 GHz. Le but du 'run' dans ce cas, est de résoudre les problèmes technologiques liés au cuivre, valider le principe de fonctionnement de l'actionnement électrostatique et optimiser les performances RF des inductances cuivre.

4.2.1 Capacités variables MEMS à actionnements électro-thermiques

4.2.1.1 Mesures DC et RF

Le design de la capacité variable MEMS à actionnement électro-thermique rotation a été optimisé avec le logiciel d'éléments finis ANSYS (Voir chapitre 2). Le but est donc d'augmenter la variation de capacité et donc diminuer les effets de bords ('fringing field'). La structure optimisée est constituée de bras d'actionnement à 90° du rayon, de peignes de 9° distants entre eux de 11° . On obtient avec cette configuration une variation de capacité simulée de 110 %. La figure 32 montre le layout de la nouvelle structure de capacité. Nous allons alors vérifier cette valeur de variation en mesurant la capacité à différentes tensions d'actionnement. Le principe de mesures des paramètres S ainsi que celui d'extraction des valeurs des capacités à partir des paramètres y sont les mêmes que ceux détaillés au paragraphe 1.

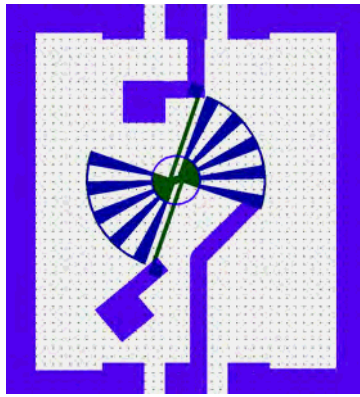


Figure 32. Layout L-EDIT de la nouvelle structure capacité variable MEMS à actionnement électro-thermique rotation.

La figure 33 montre des images de la structure prise au microscope optique. On remarque les mêmes problèmes de flambement mentionnés au paragraphe 1. La puissance injectée nécessaire pour obtenir le maximum de rotation est de 499 mW.

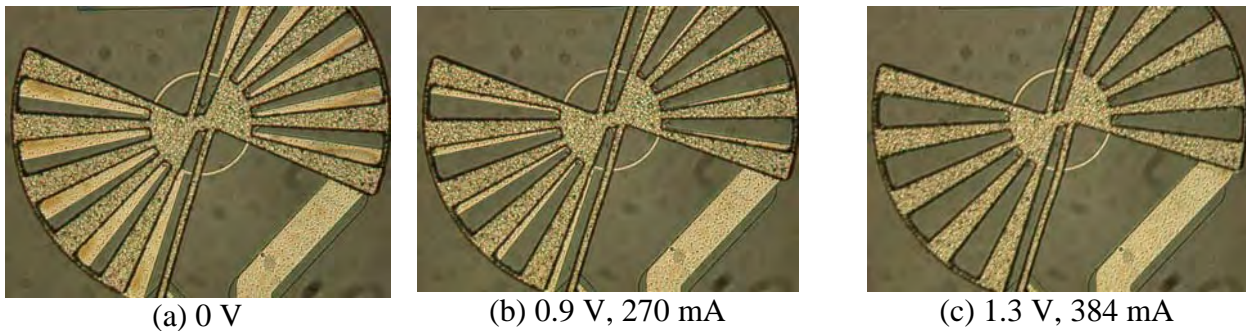


Figure 33. Images de la capacité prises au microscope optique : (a) 0 V, (b) 0.9 V et 270 mA, (c) 1.3 V et 384 mA

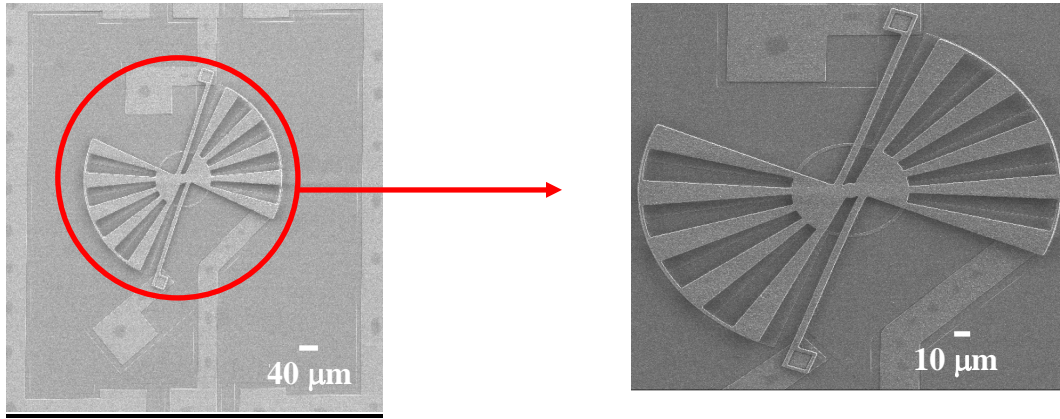


Figure 34. Images MEB de la capacité variable MEMS à actionnement électro-thermique rotation

La figure 34 montre une image MEB de la capacité variable MEMS, des bras d'actionnements électro-thermique rotation ainsi que les lignes RF. Les bras d'actionnement sont à 90° du rayon pour assurer une rotation optimale, les peignes mesurent 9° et sont séparés les uns des autres de 11° (Voir chapitre 2). Suite aux mesures des paramètres S (Figure 35), suivant le même principe que celui développé au paragraphe 1, on obtient une variation de capacité de 78 % à 2 GHz. Seul le port 2 est à considérer, pour les mêmes raisons que celles invoquées au paragraphe 1.

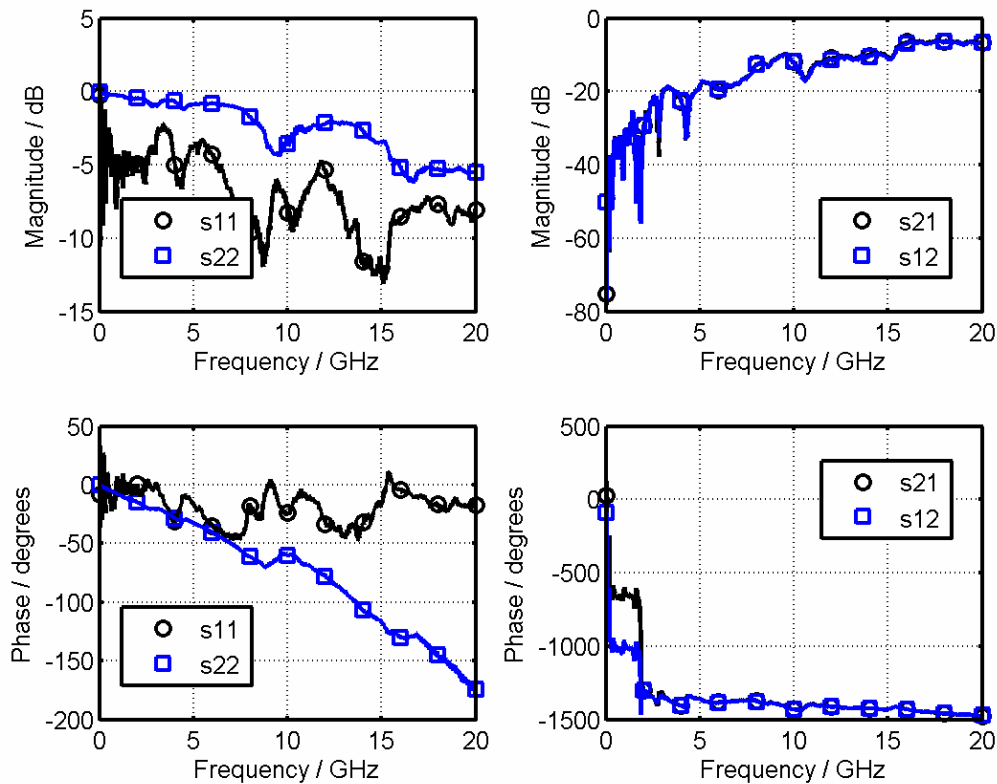


Figure 35. Mesures paramètres S.

Les valeurs des composants du modèle équivalent sont :

- $R_s = 10 \, \Omega$
- $L_s = 2 \, \text{nH}$
- $C_{ins1} = C_{ins2} = 301.622 \, \text{fF}$
- $R_{sub1} = R_{sub2} = 131.962 \, \Omega$

La figure 36 montre la capacité extraite des paramètres Y suivant la tension d'actionnement à 2 GHz. Les capacités minimale et maximale à 2 GHz sont respectivement de 0.211 pF et 0.376 pF.

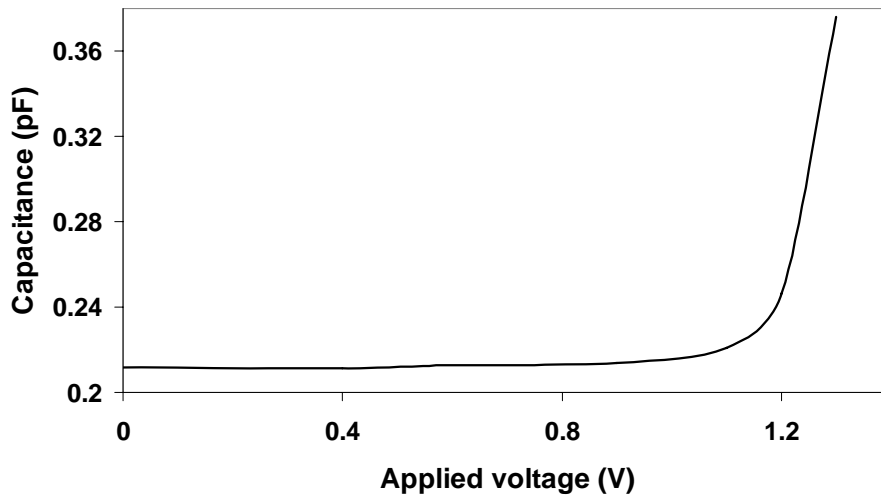


Figure 36. Capacité en fonction de la tension d'actionnement à 2 GHz.

Dans un deuxième temps, nous avons optimisé la capacité variable à actionnement électrothermique latéral. Afin d'augmenter la variation de capacité et donc diminuer les effets de bords, nous avons définis des peignes de 10 μm de large distants entre eux de 12 μm (Voir chapitre 2). De plus, les parties non fragmentées ont été minimisées. La figure 37 montre des images MEB de la structure.

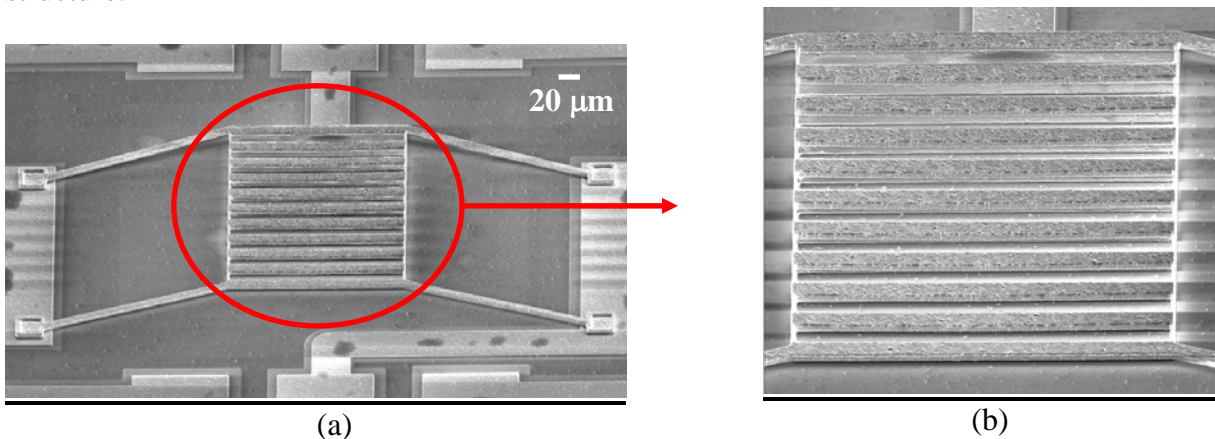


Figure 37. Images MEB : (a) Capacité variable MEMS et les bras d'actionnement électrothermique, (b) Electrode fragmentée suspendue.

La figure 37a montre l'ensemble de la capacité variable MEMS, les bras d'actionnement ainsi que les lignes RF. La figure 37b montre une image MEB de l'électrode suspendue fragmentée. Comme démontré au paragraphe 1, le déplacement maximale de $6\text{ }\mu\text{m}$ est limité par l'effet de flambement. La figure 38 montre les images de la structure prises au microscope optique. La puissance nécessaire pour obtenir un déplacement maximal est de 770 mW .

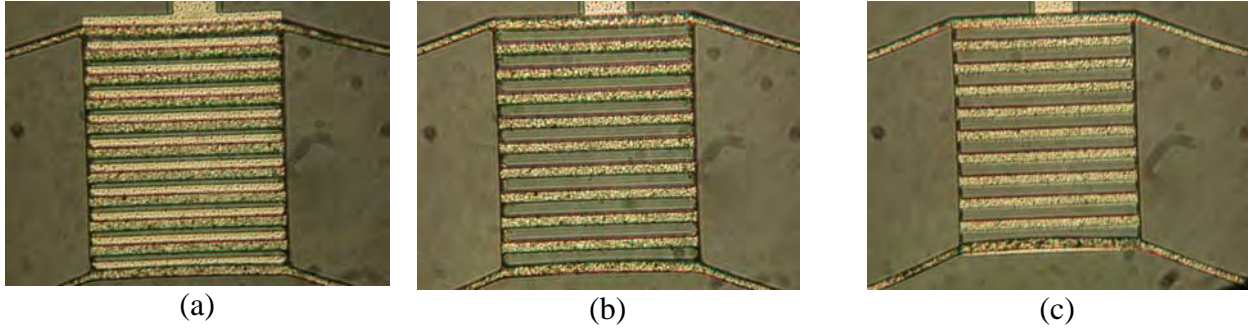


Figure 38. Images de la structure prises au microscope optique : (a) 0 V , (b) 1.2 V et 439 mA , (c) 1.5 V et 515 mA

La valeur de la capacité est ainsi extraite à partir des paramètres Y et eux même tirés des paramètres S mesurés (Figure 39).

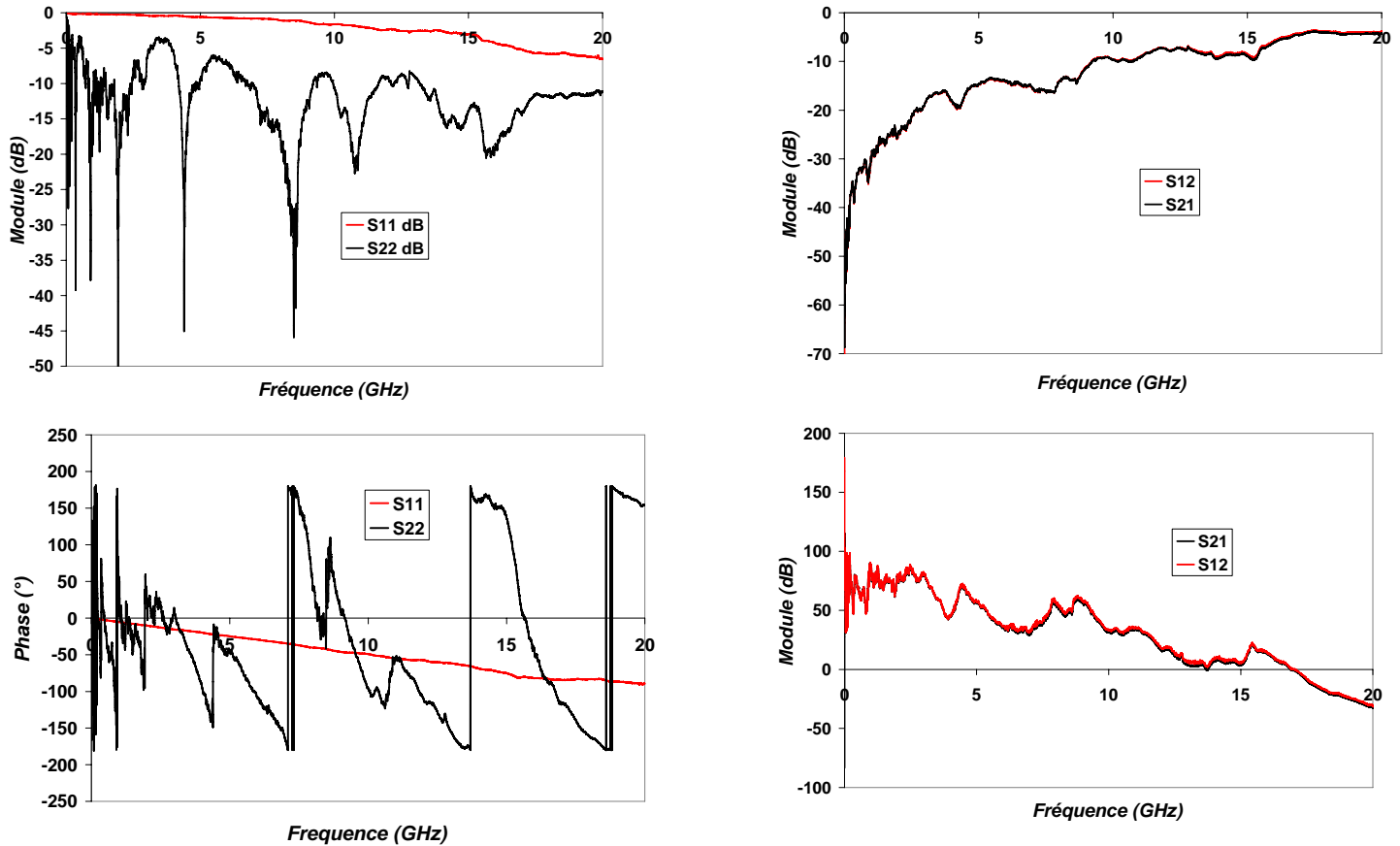


Figure 39. Paramètres S mesurés

Les valeurs des composants du modèle équivalent sont :

- $R_s = 10 \, \Omega$
- $L_s = 2 \, \text{nH}$
- $C_{\text{ins1}} = C_{\text{ins2}} = 204.44 \, \text{fF}$
- $R_{\text{sub1}} = R_{\text{sub2}} = 10000 \, \Omega$

Le principe de mesure est détaillé au paragraphe 1. Les valeurs de capacité minimale et maximale à 2 GHz sont respectivement de 0.128 pF et 0.16 pF (Fig. 40a). La variation de capacité à 2 GHz est donc de 25 %. Cette valeur a été doublée par rapport à celle mesurée au premier 'run'. Le facteur de qualité à 2 GHz est, par contre, toujours inférieur à 10 (Fig. 40b).

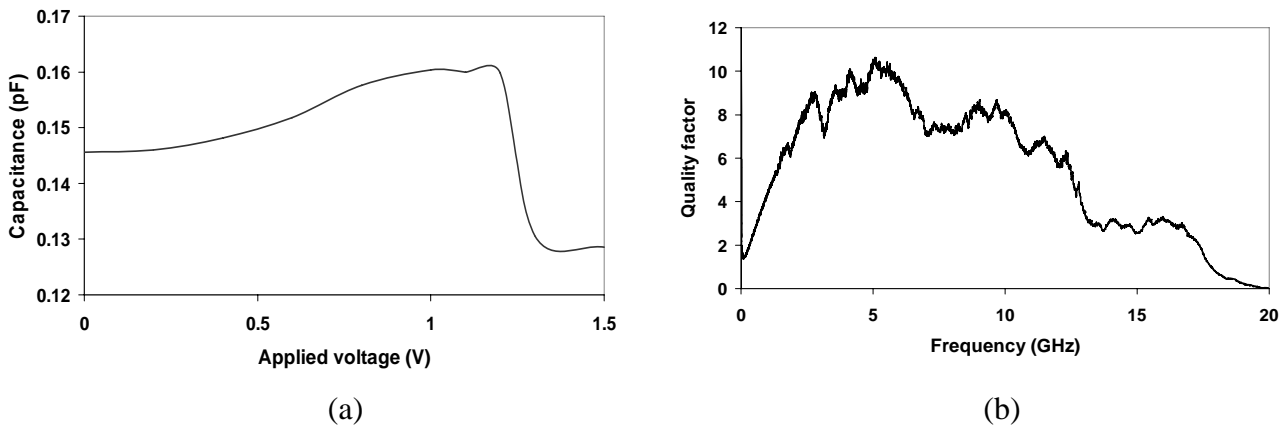


Figure 40. (a) Capacité mesurée en fonction de la tension d'actionnement à 2 GHz, (b) Facteur de qualité

4.2.1.2 Caractérisations dynamiques des profils par microscopie DHM

Le microscope à holographie digitale DHM (Digital Holography Microscopy) est un outil efficace pour la caractérisation dynamique des structures dans le plan et hors plan [14]. Cette méthode consiste à enregistrer l'intensité et la phase d'une image, et de la reconstituer sous forme d'hologramme. Ainsi elle n'effectue pas de scanning vertical comme le WYKO (voir paragraphe 1), et peut ainsi traiter ses données en temps réel.



Figure 41. Principe de la mesure et traitement des données

Le microscope holographique enregistre les informations de l'échantillon sous forme d'hologramme (il mesure l'amplitude et la phase). Le programme du DHM permet de traiter numériquement les hologrammes en temps réel, et de représenter sur l'ordinateur une image tridimensionnelle de l'objet observé. L'utilisation de cette méthode numérique permet une rapide acquisition de données, avec haute résolution (Fig. 41). L'avantage de cette méthode est de faire des mesures dynamiques et donc de voir sur l'ordinateur les structures bouger en temps réel.

Nous avons aussi l'opportunité de faire des mesures par stroboscope. Ainsi, il est possible d'activer une structure à des fréquences élevées, tout en les visualisant après, par reconstruction cyclique. Le cycle de voltage est un signal sinusoïdal amplifié, afin d'atteindre les tensions de plus de 1 V nécessaire pour actionner les structures [14].

Nous avons d'abord étudié au DHM la capacité variable à actionnement électro-thermique rotation. La capacité variable a été actionnée avec une tension sinusoïdale de fréquence 1 Hz à 100 kHz et d'amplitude crête à crête de 1 à 1.8 V. Afin de connaître les comportements statiques et dynamiques de la capacité, nous avons fait une étude à basse fréquence et à haute fréquence. En effet, à basse fréquence, le mouvement mécanique est fonction à la fois de l'amplitude et de la fréquence du signal. Lorsque la fréquence augmente, la rotation de l'électrode diminue. Au-delà de 2.7 kHz, le temps de réponse de la structure est probablement plus grand que dans le cas des fréquences d'excitations. La position de l'angle n'est apparemment sensible qu'aux amplitudes des tensions d'excitation. Nous allons par la suite nous focaliser aux basses fréquences. Toutes les mesures ont été réalisées avec un signal sinusoïdal à 50 Hz et centré à 0 V.

La valeur de la capacité est fonction de l'angle de rotation de l'électrode, plus exactement de la surface en regard entre les deux électrodes lors de la rotation ; du déplacement vertical, plus exactement la distance entre les deux électrodes ; et enfin de la possible inclinaison de l'électrode suspendue lors de la rotation. Les figures 42a et 42b montrent respectivement l'intensité et la phase des images DHM de la capacité. La surface de l'électrode étant rugueuse, l'image qui correspond à la phase a été filtrée par transformation de Fourier afin de lisser la surface et faire des mesures qui seront ainsi moins sensibles à la rugosité de la surface. La figure 42c montre une image type d'une mesure de phase filtrée.

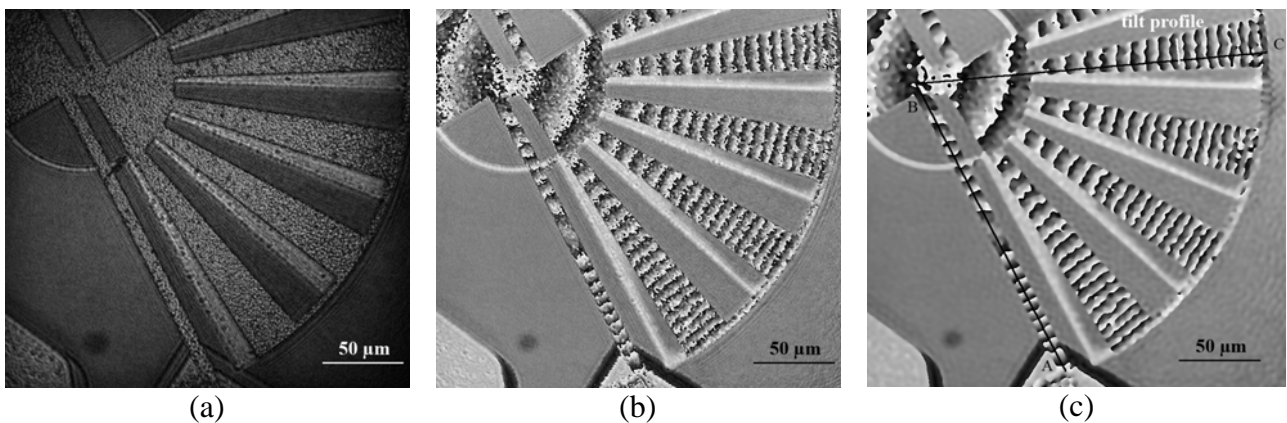


Figure 42. Mesures DHM de la structure : (a) Intensité mesurée, (b) Phase mesurée, (c) Phase mesurée filtrée.

La mesure du profile a été extraite à partir de la ligne ABC (Fig. 42c). La figure 43a montre 6 profils correspondants à 50 mesures sur une période sinusoïdale d'amplitude 1.8 V. La figure 43b montre

les hauteurs relatives maximales et minimale entre le point de référence A et le point B pour différentes amplitudes du signal sinusoïdal.

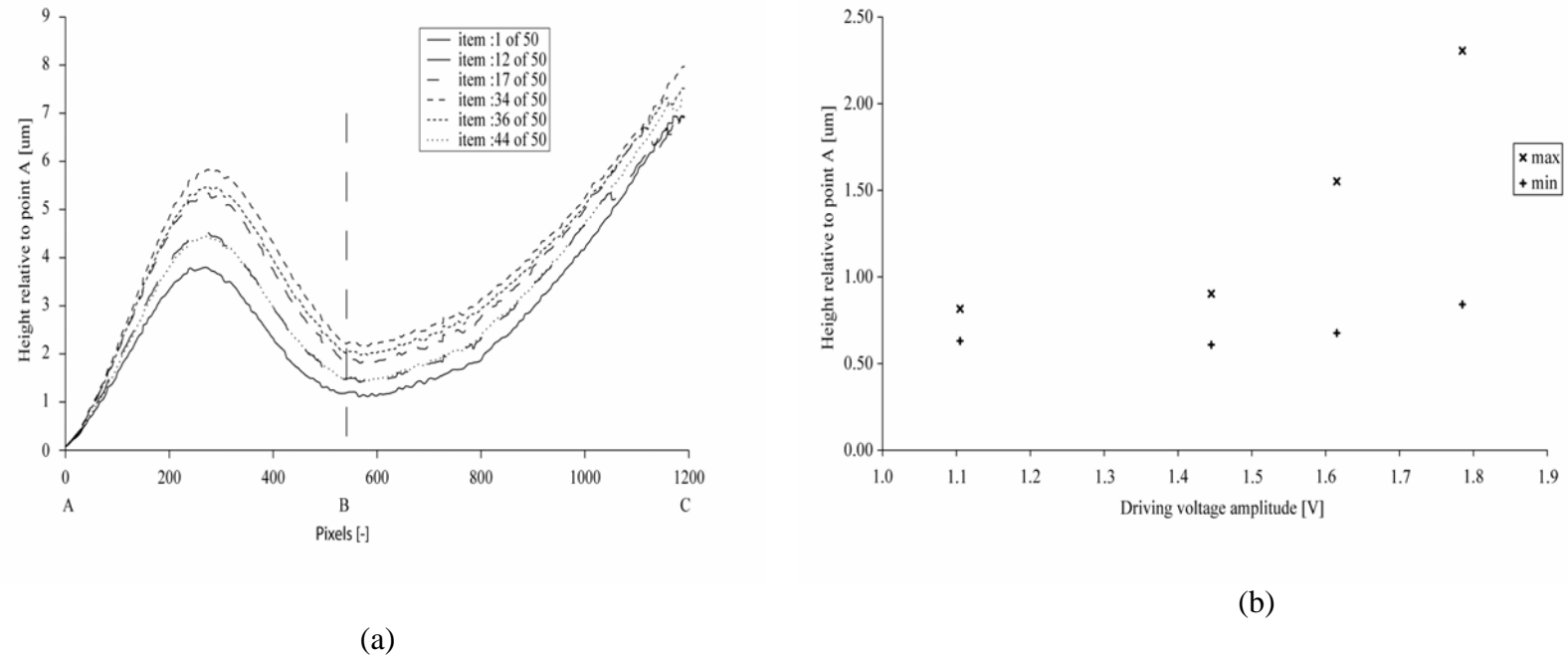


Figure 43. (a) Hauteur des profils le long de la ligne ABC pour une amplitude de signal sinusoïdal de 1.8 V pour 6 des 50 mesures au cours de la période, (b) Hauteurs relatives maximales et minimales entre les points A et B pour différentes amplitudes du signal sinusoïdal.

Pour des amplitudes inférieures à 1.5 V, le composant retrouve sa position initiale après l'actionnement. En effet, la différence de hauteurs maximales et minimales n'excède pas quelques centaines de nanomètres. Néanmoins, pour des amplitudes supérieures à 1.5 V, le composant ne retrouve pas sa position initiale et le changement de hauteur de l'électrode suspendue excède 2 µm. Les hauteurs minimales et maximales n'ont pas de variation linéaire avec l'amplitude du signal. L'angle de rotation de la structure peut aussi être caractérisé par des mesures DHM de la phase et de l'intensité. Le centre de rotation est défini par l'intersection de la prolongation des peignes extrêmes et le mouvement est mesuré en comparant avec l'électrode fixe (Fig. 44a). La figure 44a superpose les angles de rotations minimales et maximales pour une amplitude du signal de 1.8 V. La figure 44b montre les angles de rotation maximales et minimales pour 4 différentes amplitudes. Les angles de rotation maximales et minimales correspondent respectivement aux amplitudes maximale et minimale du signal sinusoïdal.

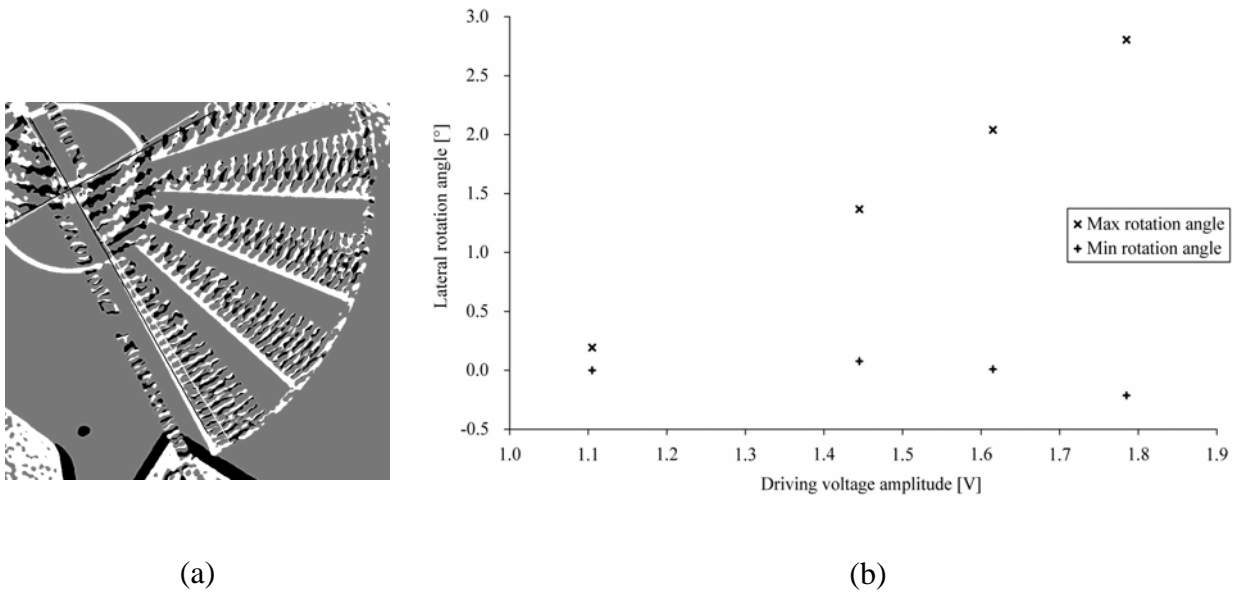


Figure 44. Superposition de l'image de phase dans les cas des angles de rotation minimales et maximales obtenues à une amplitude du signal de 1.8 V, (b) Angles minimales et maximales obtenus à différentes amplitude de signal.

Pour des amplitudes inférieures à 1.5 V, la déviation angulaire semble varier linéairement en fonction de l'amplitude du signal. Pour des amplitudes plus importantes (> 1.5 V), l'angle maximal varie linéairement en fonction de l'amplitude du signal, par contre l'angle minimale diminue. L'inertie du système semble être la raison de cette différence.

Enfin, l'inclinaison de la structure a été déterminée par extraction de la mesure de la phase du profil qui est perpendiculaire à l'axe symétrique des peignes (Fig. 42c). La figure 45a montre l'inclinaison de l'électrode suspendue à différentes positions le long d'une période d'un signal sinusoïdal d'amplitude 1.8 V. Seuls 6 des 50 profils mesurés ont été tracés. La figure 45b indique les inclinaisons minimales et maximales de l'électrode suspendue pour 4 amplitudes du signal.

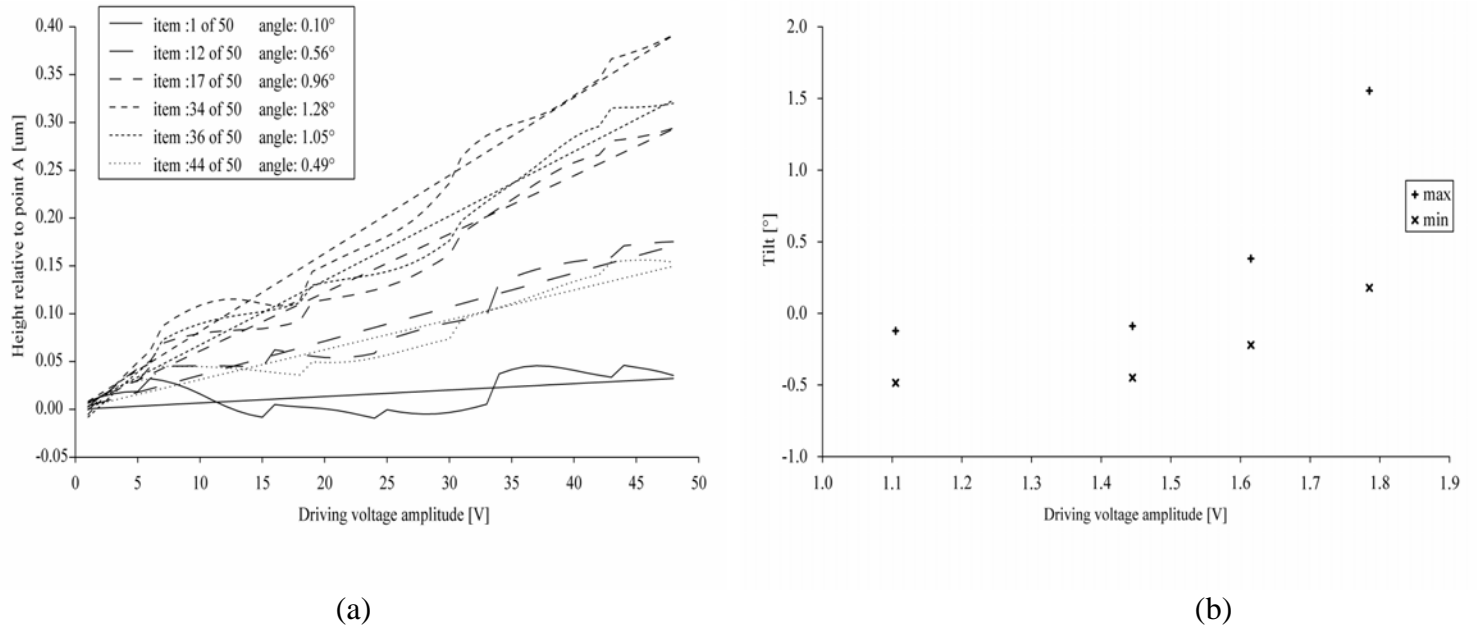
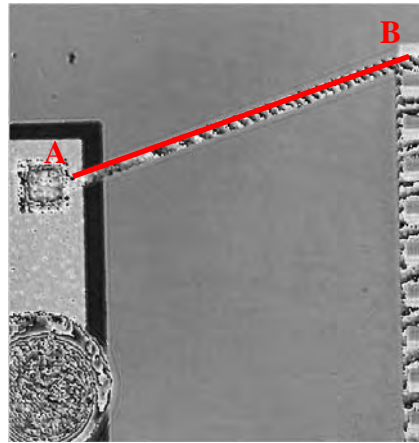


Figure 45. (a) Inclinaisons de l'électrode suspendue à différentes positions le long d'une période d'un signal sinusoïdal d'amplitude 1.8 V, (b) Inclinaisons minimales et maximales de l'électrode suspendue

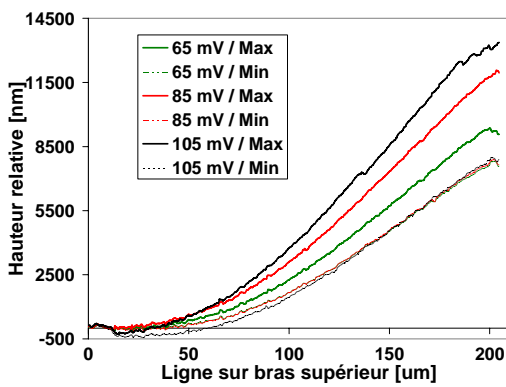
Pour des amplitudes inférieures à 1.5 V, l'inclinaison de l'électrode suspendue ne semble pas dépendre de l'amplitude du signal. Pour des amplitudes plus importantes, le prototype ne retrouvera pas sa position initiale après actionnement et l'inclinaison semble dépendre fortement de l'amplitude du signal. Les inclinaisons maximales et minimales n'ont pas de variation linéaire avec l'amplitude du signal sinusoïdale.

Toutes ces mesures montrent que lors de l'actionnement, l'électrode se déplace dans le plan et hors plan. Ces raisons justifient pleinement les différences entre les résultats de simulation et expérimentaux.

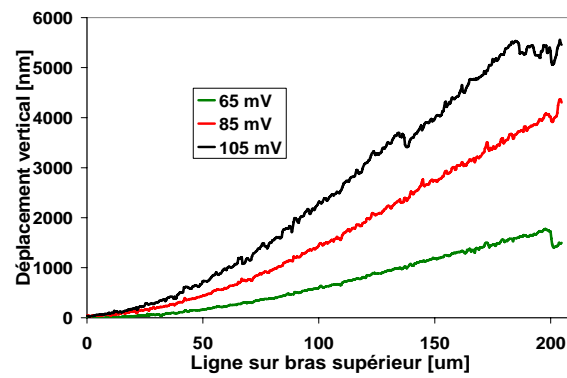
Ensuite, nous avons fait la même étude sur l'actionnement électro-thermique latéral. Nous avons appliqué différentes amplitudes d'un signal sinusoïdal et observé les différents profils sur les bras d'actionnements avant et arrière. La figure 46a montre le profil AB le long du bras d'actionnement 'avant' prise sur une image DHM. On remarque, d'après les figures 46b et 46c, que l'électrode 'avant' se déplace verticalement vers le haut de 1.5 μm, 4.3 μm et 5.4 μm respectivement pour des amplitudes du signal sinusoïdal de 65 mV, 85 mV et 105 mV. La figure 47a montre le profil DC le long du bras d'actionnement 'arrière'. Les figures 47b et 47c indiquent clairement que l'électrode 'arrière' se déplace verticalement vers le haut de 0.5 μm, 1.1 μm et 2.1 μm pour des amplitudes du signal de 65 mV, 85 mV et 105 mV respectivement. On peut conclure que, lors d'un actionnement, l'électrode suspendue se déplace latéralement et verticalement vers le haut. C'est pourquoi les résultats expérimentaux diffèrent des résultats de simulation (Chapitre 2) et que la capacité mesurée est beaucoup plus faible que celle simulée.



(a)

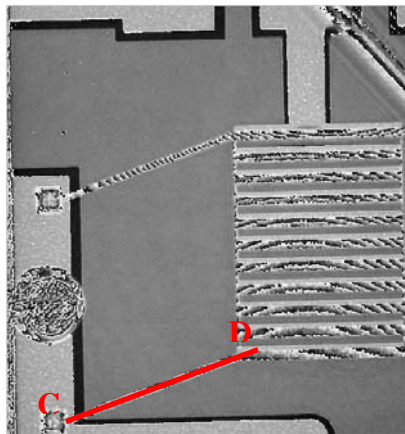


(b)



(c)

Figure 46. (a) Image de la phase mesurée au DHM, (b) Hauteurs des profils le long de ligne AB pour des amplitudes minimales et maximales, (c) Déplacement vertical le long de ligne AB pour différentes amplitudes.



(a)

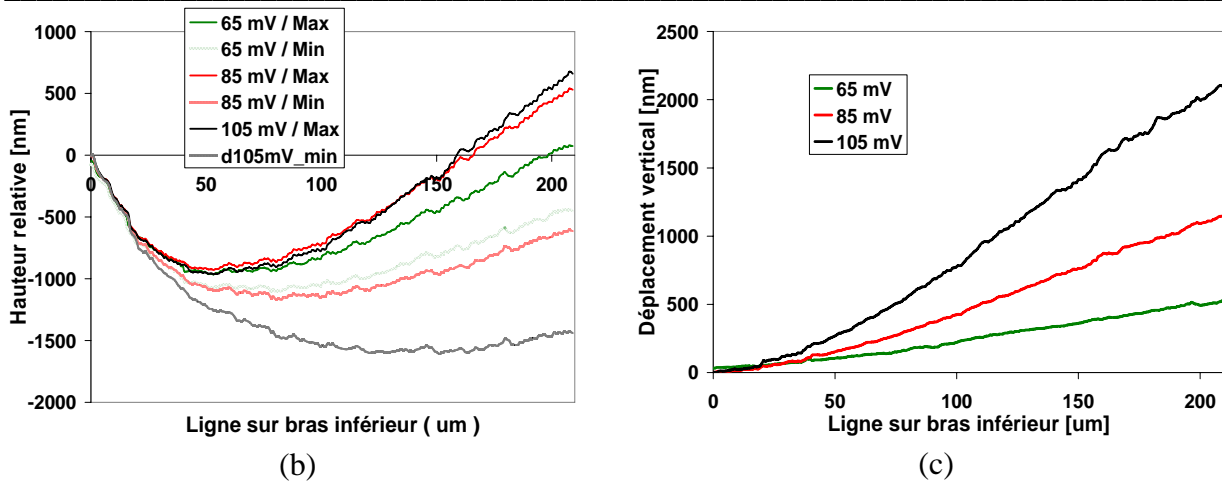


Figure 47. (a) Image de la phase mesurée au DHM, (b) Hauteurs des profils le long de ligne DC pour des amplitudes minimales et maximales, (c) Déplacement vertical le long de ligne DC pour différentes amplitudes.

4.2.1.3 Mesures de la température et de la constante de temps des actionneurs

Le banc expérimental utilisé pour mesurer la distribution de température est constitué de trois parties [16] :

- Une caméra infra-rouge AGEMA 900, utilisée dans une large gamme de longueur d'onde 2-5 μm
- Un système de lentilles situé entre la caméra infra-rouge et les composants MEMS sur boîtiers céramiques. Ce système permet le grossissement et l'amplification du signal infra-rouge. La résolution spatiale est ainsi augmentée de plus de 2 μm / pixel à une résolution de temps maximale de 20 ms. Les radiations thermiques sont alors enregistrées et traitées à l'aide d'un logiciel. En prenant en compte l'émissivité de chaque couche, on en déduit à l'aide du logiciel la température sur l'ensemble de la structure.
- La dernière partie est constituée de l'échantillon ou DUT (Device Under Test), c'est-à-dire les composants capacités variables MEMS à actionnements électro-thermique. Ces composants, après découpe du wafer, sont placés sur boîtiers céramiques, suivie des étapes de 'bonding'. Une source de tension permet alors d'actionner les composants MEMS et enfin obtenir la température correspondante.

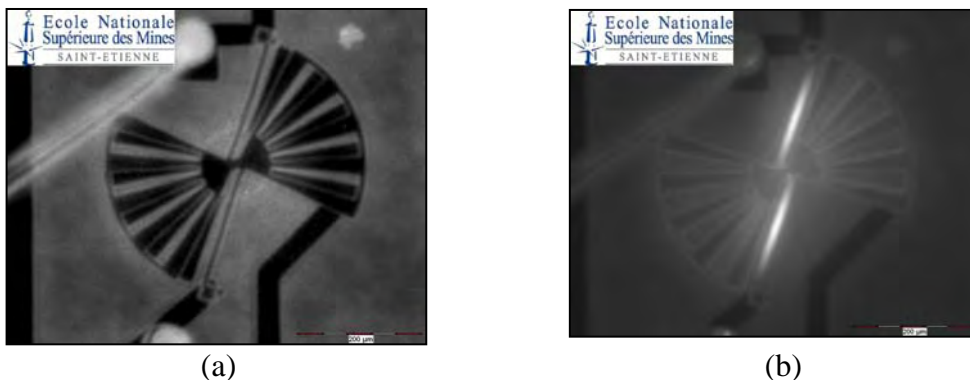


Figure 48. Mesures infra-rouge de la température : (a) à 0 V, (b) à 0.8 V et 380 mA

La figure 48 montre les mesures infra-rouge liées à la température sans calibration. Après calibration, et en prenant comme facteur d'émission 0.2, on obtient les résultats à la figure 49. Ces mesures de température correspondent à une tension de 0.8 V et un courant de 380 mA.

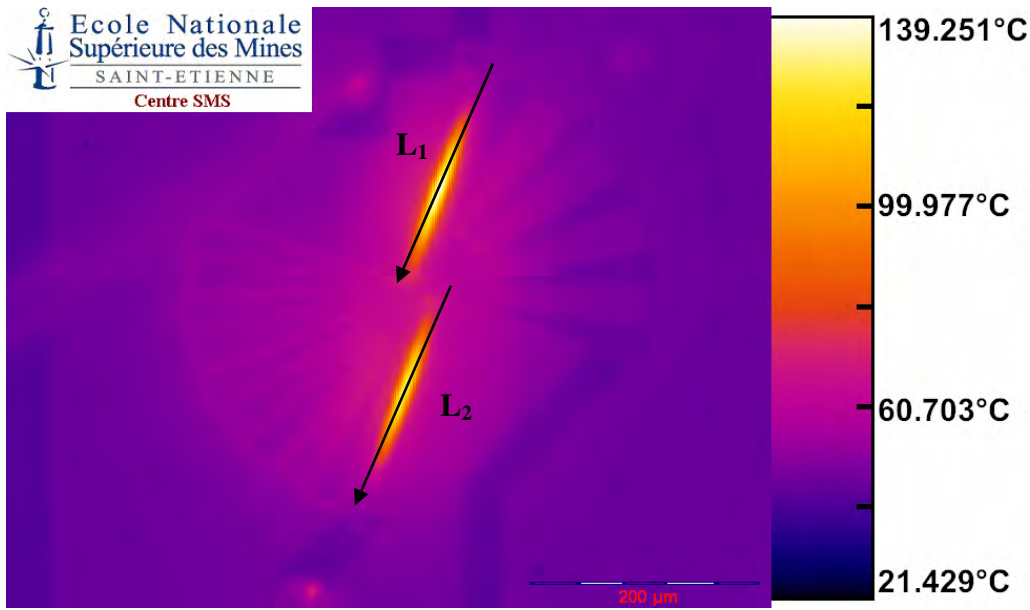


Figure 49. Mesure de la température sur l'ensemble de la structure après calibration (Facteur d'émission 0.2) pour une tension et un courant, respectivement de 0.8 V et 380 mA.

On a ensuite déterminé la température en fonction de la position sur chacun des 2 bras d'actionnements. Les figures 50a et 50b montrent ces résultats.

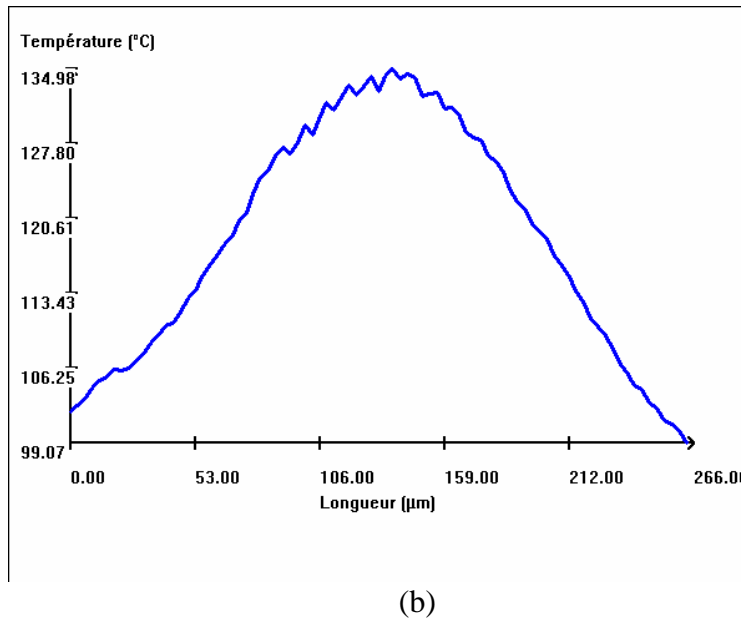
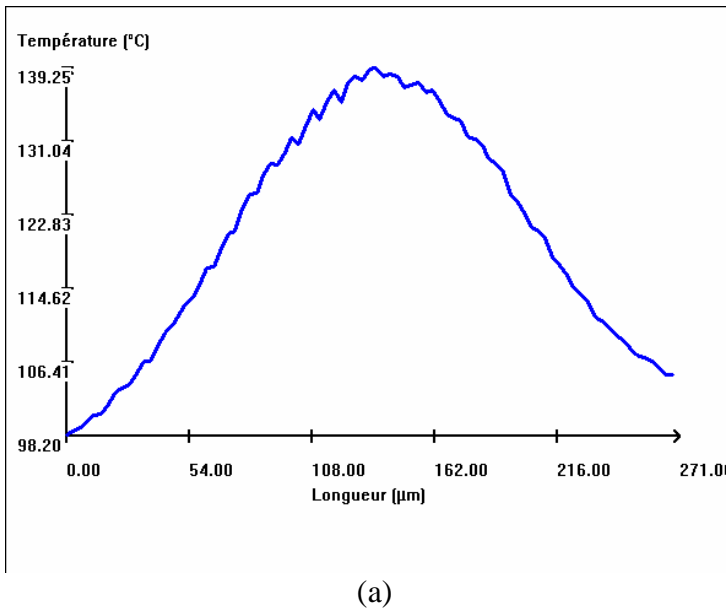


Figure 50. Température en fonction de la position sur le bras d'actionnement : (a) le long du bras L_1 , (b) le long du bras L_2

On remarque une température maximale de 139°C et 135°C, respectivement dans les bras L_1 et L_2 . En prenant l'origine aux ancrages, on obtient un maximum de température à 140 μm . La différence de température entre les bras L_1 et L_2 vient de l'inclinaison de la structure. En effet, le bras L_2 est beaucoup plus proche du substrat et par conséquent il va se refroidir plus vite. Ces mesures sont assez proches des résultats obtenus par simulation ANSYS (Chapitre 2). On obtient notamment, par simulation, un maximum de température de 138°C à 1V.

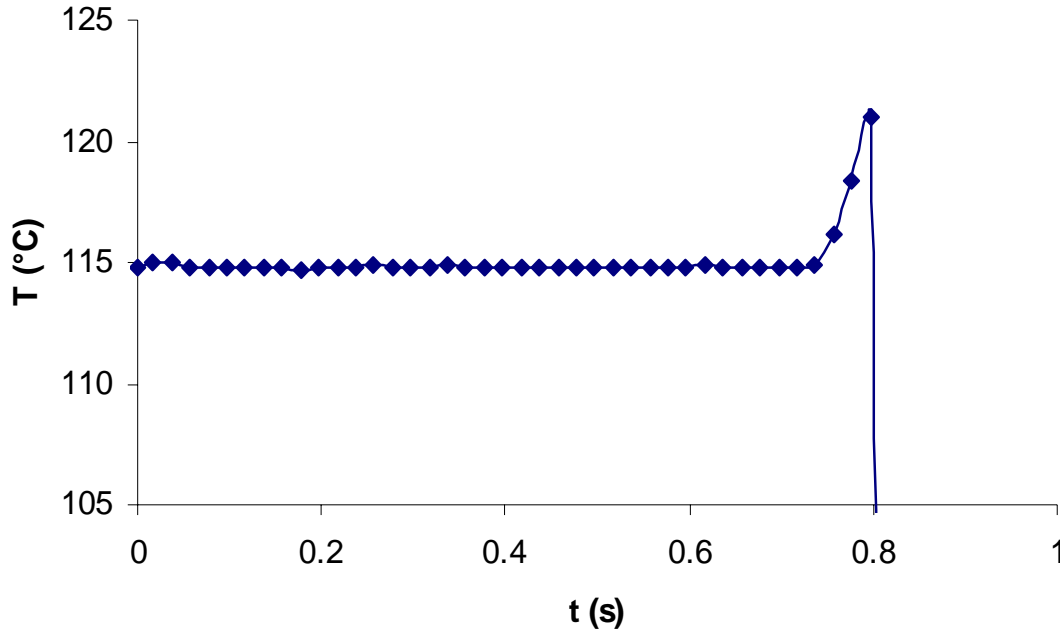


Figure 51. Température en fonction du temps pour une tension de 0.7 V et un courant de 350 mA

Ensuite, on va évaluer la constante de temps des actionneurs. Pour cela, on se place sur un pixel et on voit son évolution. La figure 51 montre sur ce pixel, la température en fonction du temps. Le temps total d'arrêt est proche de 80 ms. Mais, l'effet de l'alimentation masque la constante de temps réelle. Elle semble être plus proche des 20 ms.

4.2.2 Inductance AlSi RF et co-intégration L et C

Les méthodes de mesures des paramètres S (Figure 52) et d'extraction des valeurs d'inductance et du facteur de qualité sont les mêmes que celles détaillées dans le paragraphe 1. La figure 53a montre une image MEB de l'inductance AlSi suspendue et la figure 53b montre les mesures de l'inductance et du facteur de qualité.

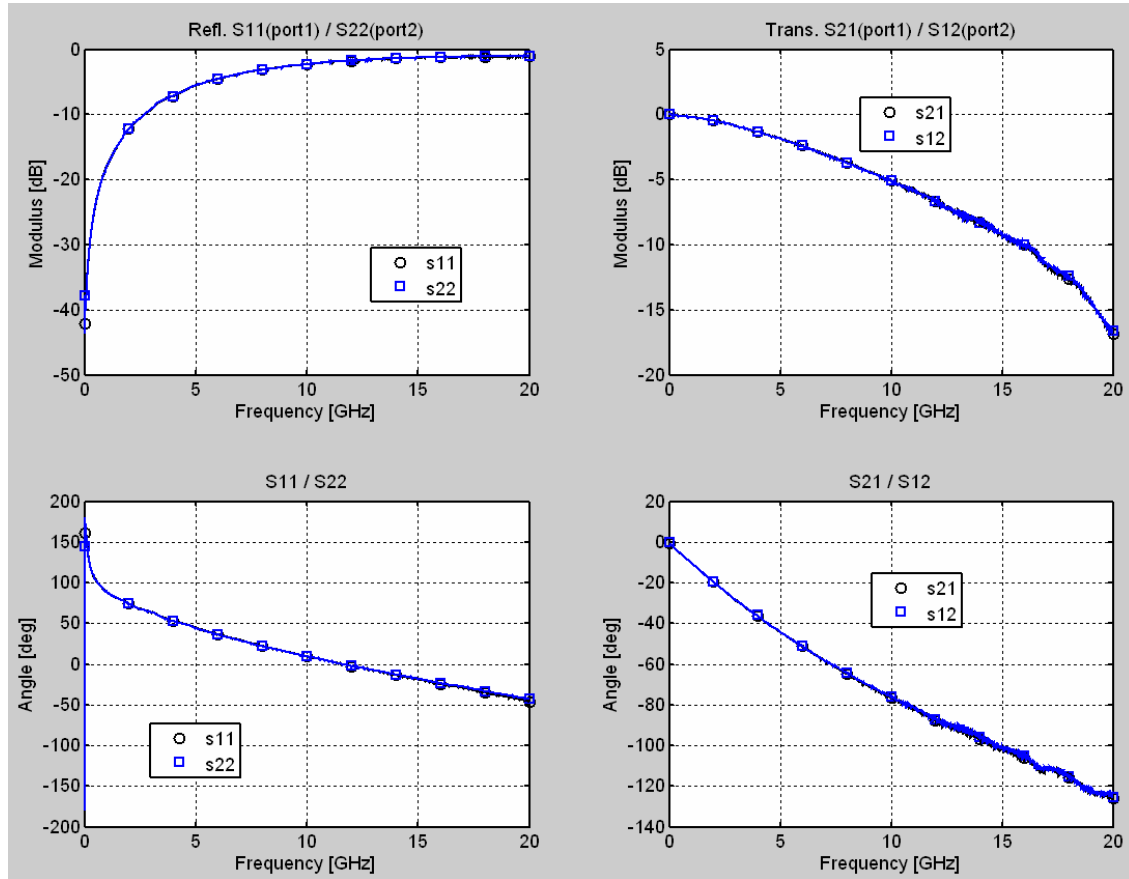


Figure 52. Paramètres S mesurés

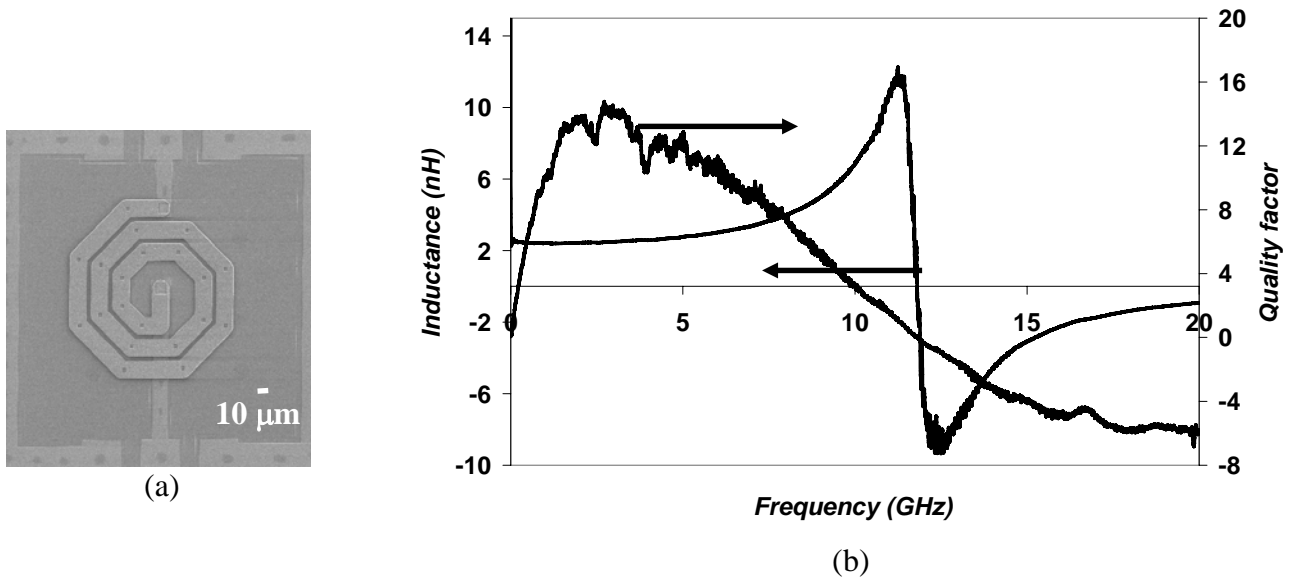


Figure 53. (a) Image MEB de l'inductance AlSi suspendue, (b) Mesures de l'inductance et du facteur de qualité.

On obtient une inductance de 2.5 nH et un facteur de qualité de 15 à 2 GHz. Les performances RF de l'inductance ont été optimisées par rapport au premier 'run'.

Dans un deuxième temps, nous proposons de co-intégrer les composants MEMS inductance et capacités dans le procédé technologique. Plusieurs configurations de cellules LC co-intégrées MEMS ont été étudiées, notamment la configuration série représentée figure 54. La valeur de l'inductance mesurée est de 9.5 nH (inductance non-optimisée). Les valeurs de la capacité dans le cas de l'actionnement électro-thermique rotation sont de 0.211 pF à 0 V, 0.214 pF à 0.9 V et 0.376 pF à 1.3 V à 2 GHz.

La fréquence de résonance est donnée par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

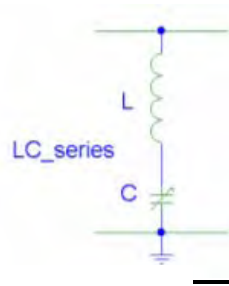
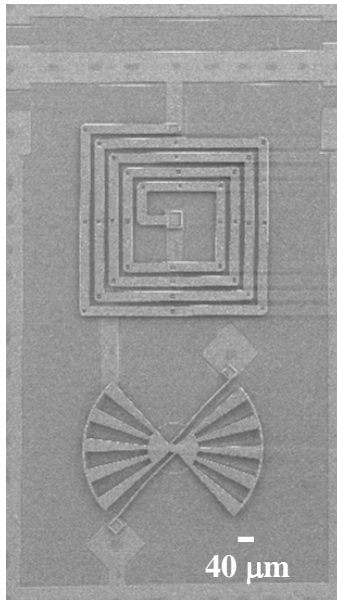
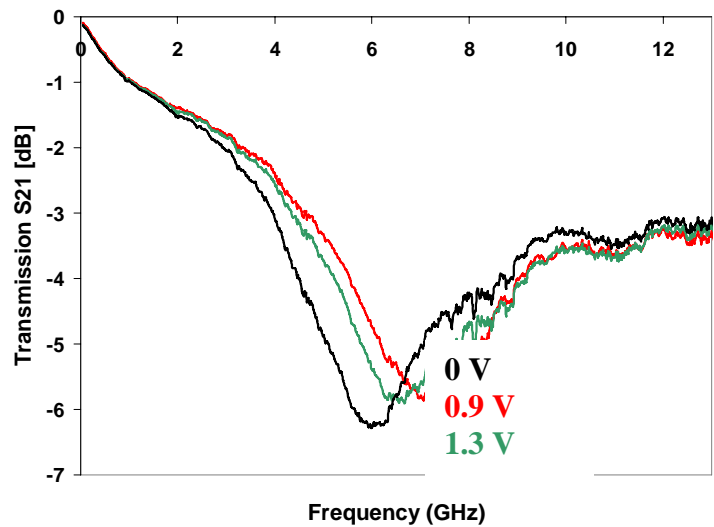


Figure 54. Configuration de la cellule LC série MEMS

La figure 55a montre les images MEB de la cellules LC MEMS et la figure 55b montre les mesures paramètres de transmission en dB S_{21} (atténuation).



(a)



(b)

Figure 55. (a) Image MEB de la cellule LC MEMS, (b) Paramètres de transmissions mesurés

En actionnant la capacité à 0 V, 0.9 V et 1.3 V, on obtient des fréquences de résonances de la cellule LC respectivement à 6.04 GHz, 6.51 GHz et 7.52 GHz. On obtient ainsi une variation de fréquence de 25 %. On a validé le principe de fonctionnement des cellules LC MEMS. Néanmoins, la variation de fréquence reste faible 25 %, et on aurait pu obtenir de meilleurs résultats en co-intégrant la capacité optimisée avec l'inductance optimisée à facteur de qualité 15 à 2 GHz. On a remarqué, lors de la mesure, un court-circuit entre une ligne de connexion et une spire de l'inductance, d'où l'allure de la courbe non symétrique (Fig. 55b). Néanmoins, le principe de co-intégration des composants passifs a été validé.

4.2.3 Actionnement électrostatique et inductance cuivre

Après la libération finale des structures, nous avons d'abord mesuré les inductances cuivre d'épaisseur 10 μm . La procédure de mesure est la même que celle détaillée au paragraphe 1. La figure 56a montre une image MEB de l'inductance mixte (AlSi 4% et cuivre).

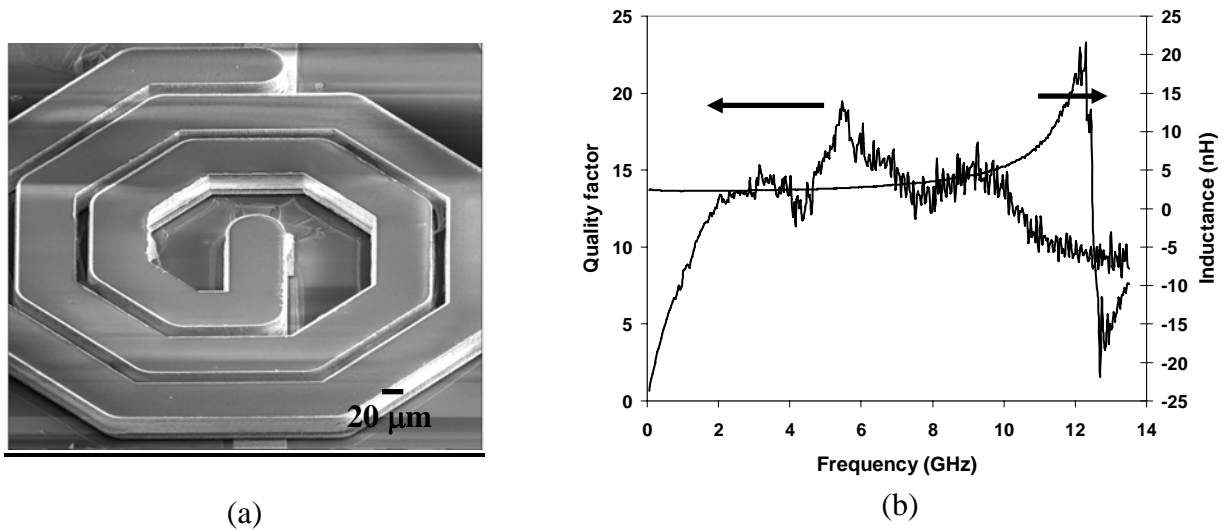


Figure 56. (a) Image MEB de l'inductance (4 μm AlSi 4% + 10 μm Cu), (b) Facteur de qualité et inductance mesurée.

La figure 56b nous donne les valeurs mesurées de l'inductance et du facteur de qualité ; 2.5 nH et 15 à 2 GHz, respectivement. Les performances RF, notamment le facteur de qualité, ont été multipliés par 2 par rapport aux performances des inductances du premier RUN.

Ensuite, nous avons essayé de valider le principe d'actionnement électrostatique. Dans le deuxième 'run', la libération semble positive, compte tenu de l'état des électrodes en cuivre, par rapport au premier 'run'. La figure 57 montre des images MEB des électrodes d'actionnements électrostatiques en cuivre. Nous avons essayé d'actionner les électrodes en cuivre, allant même jusqu'à une tension de 160 V, sans succès. Aucun mouvement latéral n'a été remarqué et donc aucune variation de capacité n'a pu être mesurée.

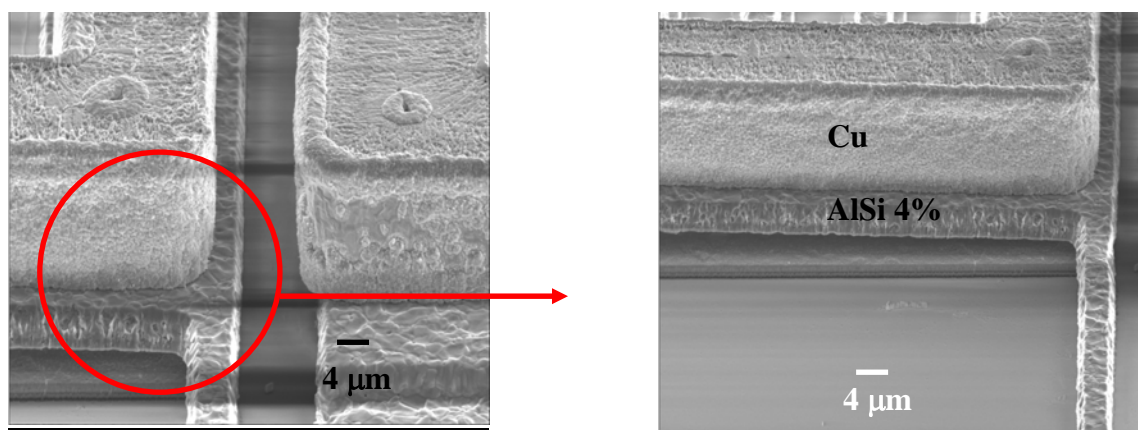


Figure 57. Images MEB des électrodes d'actionnement électrostatique en cuivre

4.3 Filtres accordables DCS et WLAN

4.3.1 Spécifications

Nous allons montrer la conception et la fabrication de filtres micro-électro-mécaniques aux fréquences de 1.8 GHz (DCS : Digital Cellular System) et 5.2 GHz (WLAN : Wireless Local Area Network). Ces filtres sont conçus et réalisés dans la technologie de couche épaisse de cuivre électrodéposé. Cette étude entre dans le cadre du projet AMICOM, entre L'EPFL et l'IMT. La technologie utilise le procédé damascène, autrement dit le procédé utilisé dans la deuxième partie du procédé technologique détaillée au chapitre 4. Nous pouvons donc en parallèle définir les électrodes en cuivre pour l'actionnement électrostatique, les inductances en cuivre et enfin les deux configurations de filtres DCS et WLAN. La différence réside dans la couche protectrice du cuivre pendant la libération. Dans les premiers cas, nous avons utilisé une couche d'oxyde et dans le deuxième cas, celui des filtres, nous avons utilisé 100 nm de tantale et 250 nm d'aluminium. En effet, l'aluminium adhère très difficilement sur le cuivre, d'où la couche de tantale. L'aluminium est utilisé pour pouvoir définir les joints entre composants, appelés 'bond'. En effet ces joints sont des fils d'or de 25 µm de diamètre. L'or n'adhère pas sur le cuivre.

L'IMEC, partenaire principal du projet AMICOM a fournit les spécifications. Le tableau 5 indique ces spécifications dans le cas des filtres DCS et WLAN.

Fréquence Centrale (f_0)	5250 MHz	(5150 à 5350 MHz)
Bande Passante	+/- 100 MHz	
Pertes d'insertion	0.95 dB	(3dB max.)
Pertes de réflexion	13 dB	(10 dB min.)

(a)

Fréquence Centrale (f_0)	1842.5 MHz
Bande Passante	75 MHz
Pertes d'insertion	2 dB

(b)

Table 5. Spécifications : (a) Filtre WLAN, (b) Filtre DCS

4.3.2 Design

Une fois les spécifications données par l'IMEC, l'IMT a ensuite conçu les schémas électriques équivalents en tenant compte des spécifications. L'EPFL s'est ensuite chargé du layout, de la fabrication et de la caractérisation des différents filtres.

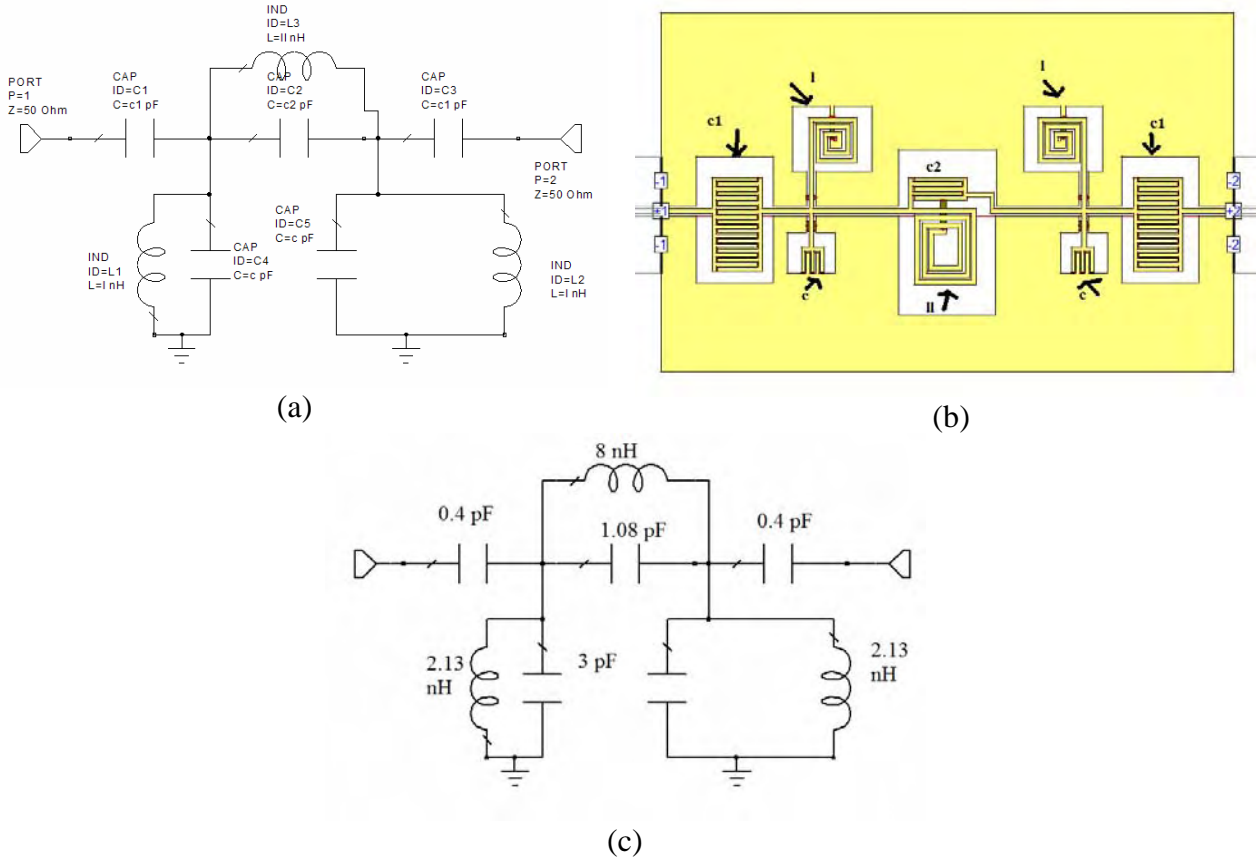


Figure 58. (a) Schéma électrique du filtre WLAN, (b) Layout L-EDIT du filtre WLAN, (c) Schéma électrique du filtre DCS

La figure 58 donne les schémas électriques correspondants aux différents filtres. La figure 43a ne mentionne pas les valeurs des composants. Elles sont indiquées ci-dessous :

$C_1 = 0.16 \text{ pF}$, $C_2 = 0.07 \text{ pF}$, $l_1 = 6.809 \text{ nH}$, $l = 4.557 \text{ nH}$ et $C = 0.06 \text{ pF}$.

4.3.3 Fabrications et Mesures RF

La figure 59 montre les images MEB des filtres fabriqués. Pour des raisons de symétrie, et de dimensions importantes des filtres, nous n'avons montré que la moitié de ces derniers.

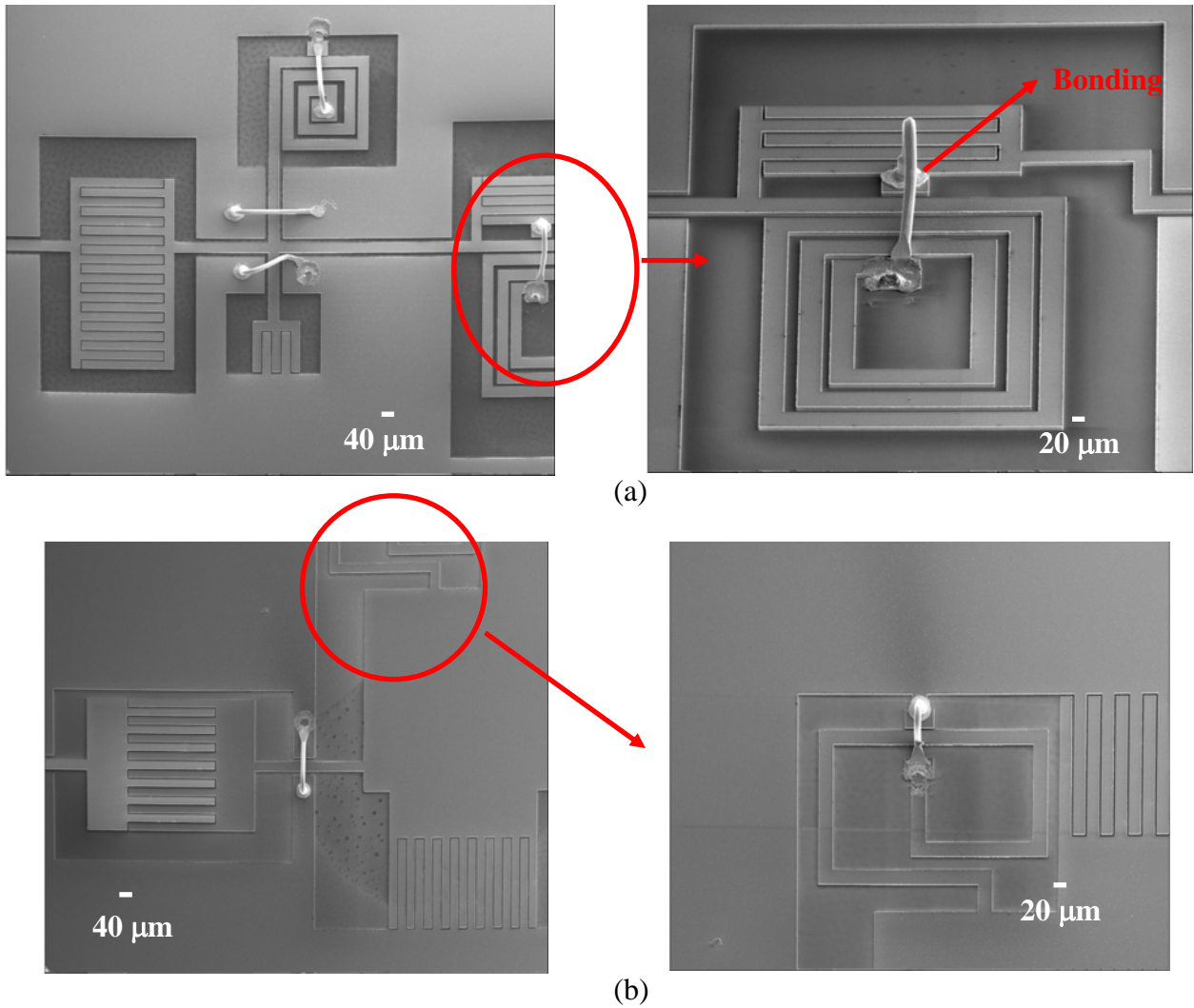
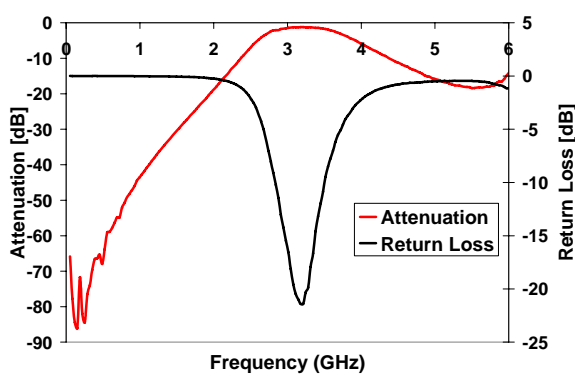


Figure 59. Images MEB : (a) filtre WLAN, (b) filtre DCS

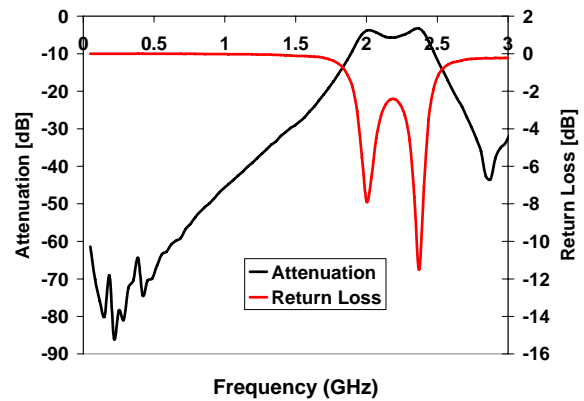
La figure 59 montre les filtres WLAN et DCS fabriquées avec les composants passifs MEMS et dans la technologie cuivre épais.

Après la fabrication, les différentes observations, des mesures RF ont été réalisées à l'EPFL suivant la même procédure que celle détaillée au paragraphe 1. Nous avons mesuré l'atténuation et les pertes de réflexion suivant la fréquence. La figure 60 montre les courbes d'atténuation (paramètre S_{12}) et de pertes de réflexion (paramètre S_{11}) pour les différents filtres. Nous en déduisons les fréquences centrales (résonance), la bande passante, les pertes d'insertion, les pertes de réflexion et le facteur de qualité [17].



Fréquence centrale	3.2 GHz
Bande Passante	1 GHz
Pertes d'Insertion	-1.2 dB
Pertes de Réflexion	-21 dB
Facteur de qualité	~ 4

(a)



Fréquence centrale	2.2 GHz
Bande Passante	0.3 GHz
Pertes d'Insertion	-5.6 dB
Pertes de Réflexion	-11.5 dB
Facteur de qualité	~ 8

(b)

Figure 60. Mesures expérimentales des performances des filtres : (a) WLAN, (b) DCS

Nous remarquons à la figure 60 que les fréquences centrales (résonance) mesurées des filtres WLAN et DCS ne correspondent pas à celles attendues, c'est-à-dire 5.2 GHz et 1.8 GHz. Elles sont mesurées à 3.2 GHz et 2.2 GHz dans les cas des filtres WLAN et DCS.

En effet, les simulations faites par l'IMT dans le cadre du projet AMICOM, n'ont pas été réalisées dans les conditions de la technologie de l'EPFL, c'est-à-dire la technologie cuivre épais 10 μm .

Les coefficients de réflexion dans les cas des filtres WLAN et DCS sont respectivement de 21 dB et 11.5 dB. Les pertes d'insertion sont respectivement de 1.2 dB et 5.6 dB, dans les cas des filtres WLAN et DCS. Enfin, les facteurs de qualité, défini comme étant le rapport entre la fréquence centrale et la bande passante, sont respectivement de 4 et 8 dans les cas des filtres WLAN et DCS.

Conclusion

La fabrication des composants passifs capacités variables et inductances MEMS a été réalisé dans le cadre du projet européen MIMOSA.

La fabrication du premier lot de composants passifs avait pour but de valider le procédé technologique. En effet, les performances RF mesurées des composants capacités variables et inductances du premier lot étaient en dessous de nos attentes. Les composants capacités variables MEMS à actionnements électro-thermique rotation et latéral présentent respectivement des variations de capacité de 30% et 15% à 2 GHz. Les facteurs de qualité de ces 2 composants sont inférieures à 10 à la même fréquence. Les puissances consommées des actionnements électro-thermique rotation et latéral sont respectivement de 359 mW et 460 mW. Les inductances MEMS RF AlSi de 10 nH ont un facteur de qualité de 6 à 2 GHz. Le principe d'actionnement électrostatique latéral cuivre n'a pu être validé pour des raisons technologiques, l'inductance MEMS cuivre a pu être fabriquée et mesurée : l'inductance de 2.5 nH présente un facteur de qualité de 6 à 2 GHz.

Le but du deuxième lot est l'optimisation RF des composants passifs en terme de variation de capacité, facteur de qualité et consommation. Les capacités variables optimisées à actionnements électro-thermique rotation et latéral présentent des variations respectivement de 70 % et 25 % à 2 GHz. Les facteurs de qualité restent inférieures à 10. Ces faibles valeurs viennent des grandes résistances des lignes RF et à la faible épaisseur des lignes. Les puissances consommées ont des valeurs proches de celles mesurées au premier lot. Ces valeurs pourraient diminuer de moitié en modifiant le design des bras d'actionnement électro-thermique, notamment la section. Mais dans ce cas, on serait limité par la lithographie. Les inductances AlSi et cuivre présentent des valeurs de 2.5 nH et de facteur de qualité de 15 à 2 GHz. De plus, on a validé le principe de co-intégration entre les 2 composants passifs MEMS. Les cellules LC présentent des variations de fréquence de 25 %. Le principe de la capacité variable à actionnement électrostatique n'a pu être validé malgré la libération réussie et des tensions d'actionnements élevées (160 V). Les performances RF des composants passifs optimisées sont beaucoup plus intéressants que celles mesurées au premier lot. En effet, la co-intégration entre les composants a été prouvée positivement. Les performances pourraient être améliorées de nouveau, mais le temps nous a été compté.

La fabrication des filtres DCS et WLAN a été faite dans le cadre du projet européen AMICOM (réseau d'excellence).

Nous avons pu montrer la fabrication de ces filtres avec la technologie cuivre épais, au même niveau que les composants capacité variable à actionnement électrostatique latéral et inductance cuivre. Les performances sont néanmoins en dessous de nos attentes, notamment concernant les fréquences centrales (résonance), les facteurs de qualité. Des améliorations significatives sont attendues pour des futurs designs qui prendront en compte les paramètres technologiques finaux de notre procédé optimisé EPFL.

Références bibliographiques

- [1] COMTOIS J.H., BRIGHT V.M.
'Applications for surface-micromachined polysilicon thermal actuators and arrays', Sensors and Actuators A58, p. 19-25, 1997.
- [2] BAHRAMI M., TAYEFEH M.
'Stochastic estimation of microactuator buckling',
Journal of physics International MEMS conference, serie 34, p.692-697, 2006
- [3] CONANT R.A., MULLER R.S.
'Cyclic fatigue testing of surface-micromachined thermal actuators',
ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition, Anaheim CA, vol. 66, p. 273-277, 1998.
- [4] HEWLET PACKARD
'HP 8719D/8720D/8722D Network Analyseur : Quick Reference Guide', Feb. 1998.
- [5] CASCADE MICROTECH APPLICATIONS GROUP
'Layout Rules for GHz-Probing', Application Note (WPH and RTP families of probes), 16p. (<http://www.cmicro.com/pubs/Layout19.pdf>), 2002-10-10.
- [6] SAGUET P., LIVRE
'Modélisation, caractérisation et mesures de circuits intégrés passifs RF', Traité EGEM Hermes Science publications, 2006.
- [7] VANDAMME E.P., SCHREURS D.M. AND VAN DINTHER C.
'Improved tree-step de-embedding method to accurately account for the influence of pad parasitics in silicon on wafer RF test-structures', IEE Transactions on Electronic Devices, vol.48, p.737-742, 2001.
- [8] DUEWER B.E., WILSON J.M., WINICK D.A. AND FRANZON P.D.
'MEMS-Based capacitor arrays for programmable interconnect and RF applications', Advanced research in VLSI 20th Proceedings, March 1999.
- [9] PROFILOMETRE OPTIQUE VEECO WYKO NT1100
http://cmi/metrology/Wyko_NT1100-v03.htm
- [10] REBEIZ G.M.
'RF MEMS theory, design and technology', John Wiley and Sons, 2003.
- [11] GREENHOUSE H.M.
'Design of planar rectangular microelectronic inductors', IEEE Trans. on Parts, Hybrids and Packaging, Vol. PHP-10, no 2, p. 101-109, 1974.

- [12] ROY A., KUMAR R., TAN C. M., WONG T. K. S. AND TUNG C-H
'Electromigration in damascene copper interconnects of line width down to 100 nm',
Semiconductor Science and Technology, vol. 21, p 1369-1372, 2006
- [13] GULDI R. L., SHAW J. B., RITCHISON J., CORUM D. L., OESTREICH S., SHERMAN K.,
LIN J. H. AND FIORDALICE R.
'Characterization of copper voids in damascene processes',
Transactions on semiconductor manufacturing, vol. 17, no 4, p 597-602, 2004.
- [14] MONFORT F., EMERY Y. et al.,
'Process engineering and failure analysis of MEMS and MOEMS by Digital Holography
Microscopy (DHM)', SPIE Photonics West, San Jose, California, USA, January 20-25, 2007.
- [15] CUCHE E., MARQUET P. AND DEPEURSINGE C.,
'Simultaneous amplitude-contrast and quantitative phase contrast microscopy by numerical
reconstruction of Fresnel off-axis holograms', Appl. Opt. 38, p 6994-7001, 1999.
- [16] FILLIT R.Y., IVIRA B., BOUSSEY J., FORTUNIER R. AND ANCEY P.
'Structural and thermal investigation for FBAR reliability in wireless applications', 43rd Annual
International Reliability Physics Symposium, San Jose, 2005.
- [17] POURKAMALI S., ABDOLVAND R., AND AYAZI F.
'A 600kHz electrically-coupled MEMS bandpass filter', MEMS'03, vol. 8, pp. 702–705, 2003

- **Bilan**

Cette thèse a couvert de nombreux domaines : conception, simulation, fabrication et mesures RF. Elle a été intégrée à 2 projets européens : MIMOSA et AMICOM.

Dans un premier temps, une étude sur l'état de l'art des capacités variables et leurs applications a été menée et nous a permis de mieux comprendre les propriétés électriques et mécaniques ainsi que les fonctionnements des composants capacités variables MEMS RF. Une structure de capacité à variation de surface a fait l'objet de notre étude. En effet, le principe est basé sur le déplacement dans le plan d'une électrode suspendue et fragmentée et par conséquent ce déplacement engendre une variation de surface en regard entre les électrodes fixe et suspendue et donc varie la valeur de la capacité. Deux actionnements ont fait l'objet de notre étude : les actionnements électro-thermique et électrostatique.

Nous avons ensuite été amené à étudier et optimiser le type de composant MEMS choisi grâce à un outil de simulation par éléments finis ANSYS. Le but ultime est en effet d'obtenir une variation de la capacité la plus haute possible et un haut facteur de qualité. Nous devons alors minimiser l'influence des effets de bords sur la valeur de la capacité.

Ainsi, l'originalité des capacités variables MEMS à électrodes fragmentées et à actionnements électro-thermique (rotation et latéral) et électrostatique nous a incité à développer, dans la salle blanche du CMI (EPFL), un procédé de fabrication technologique, basé sur le couplage des technologies AlSi – Cuivre. Le procédé final élaboré pour la fabrication des composants passifs MEMS a d'abord fait l'objet de plusieurs tests technologiques, notamment sur la couche sacrificielle ou encore l'adhésion entre les différents matériaux.

Enfin, des mesures RF ont été réalisées sur les composants passifs MEMS, d'abord sur le premier lot et, ensuite, sur le lot optimisé. En effet, le premier lot avait pour but de valider le procédé technologique. C'est pourquoi, les performances RF des composants MEMS ne sont pas satisfaisants. Les capacités variables MEMS à actionnements électro-thermique rotation et latéral ont, respectivement, des variations de 30% et 15% à 2 GHz. Les facteurs de qualité correspondants à 2GHz sont inférieurs à 10. Les puissances consommées des actionnements électro-thermique rotation et latéral sont respectivement de 359 mW et 460 mW. Les inductances MEMS RF AlSi de 10 nH ont un facteur de qualité de 6 à 2 GHz. Les inductances en AlSi et en cuivre ont respectivement des valeurs de 10 nH et 2.5 nH. Les facteurs de qualité de ces 2 inductances sont les mêmes, 6 à 2GHz.

La validation du principe de l'actionnement électrostatique n'a pu être effectuée, la raison vient des problèmes technologiques liés à l'oxydation du cuivre, survenus lors de la dernière étape (la libération).

Le deuxième 'RUN' technologique présente des composants passifs MEMS optimisés en terme de performances RF. En effet, les capacités variables à actionnements électro-thermique rotation et latéral présentent, dans ce cas, des variations respectivement de 70 % et 25 % à 2 GHz. Les facteurs de qualité restent néanmoins inférieurs à 10. Ces faibles valeurs viennent des grandes résistances des lignes RF et à la faible épaisseur des lignes. Les inductances AlSi et cuivre présentent des valeurs de 2.5 nH et de facteur de qualité de 15 à 2 GHz. On a ainsi validé le principe de co-intégration entre les 2 composants L et C. Les cellules LC présentent de la modulation de la fréquence centrale du filtre de 25 %. Enfin, nous avons pu fabriquer avec succès dans le même 'RUN', avec la technologie cuivre épais, des filtres accordables DCS et WLAN.

- **Perspectives**

Pour obtenir de meilleurs résultats, notamment en terme de facteur de qualité, la première démarche serait d'augmenter l'épaisseur des lignes RF ou celle des électrodes inférieures. En effet, la faible valeur du facteur de qualité vient des grandes résistances des lignes RF et à la faible épaisseur des lignes. L'épaisseur du métal 1 (AlSi 4%) dans le procédé technologique a été définie à 1 μm . On pourrait passer à 4 μm , épaisseur qui correspond à celle de l'électrode supérieure. La même épaisseur pour les électrodes inférieures et supérieures engendrerait un plus fort facteur de qualité pour les capacités variables MEMS, mais aussi faciliterait la modélisation des effets de bords et donc l'optimisation de la variation de capacité. Les capacités variables avec un plus fort facteur de qualité (>10) et une plus grande variation permettraient une plus grande variation de la fréquence dans les circuits LC.

Une deuxième optimisation pourrait intervenir dans la puissance consommée par les actionneurs électro-thermiques. En effet, elles avoisinent les 500 mW, et ces puissances pourraient être diminuées de moitié en modifiant le design des bras d'actionnement, notamment la section de ces bras. Nous avons défini, durant la thèse, une section de bras de 8 μm x 4 μm . On pourrait définir des largeurs de bras de 4 μm ou moins. Dans ce dernier cas, nous serons limité par la lithographie, et donc un développement technologique lié à la photolithographie s'imposerait.

Un autre point qui pourrait être abordé est la conception RF. En effet, il serait plus intéressant, en terme de mesures RF, de dissocier les électrodes d'actionnement des électrodes RF. Cette action éviterait toute influence du signal RF sur la capacité.

Enfin, concernant les électrodes en cuivre pour l'actionnement électrostatique, il serait intéressant de déposer sur les parois verticales, un diélectrique, qui permettrait un meilleur contrôle de l'actionnement et éviterait les courts circuits et donc la détérioration du composant. Cette action nécessiterait, néanmoins, un développement technologique, en terme de dépôt.

Remerciements

Je voudrais profiter de cette dernière page pour remercier toutes celles et tous ceux qui ont contribué directement ou indirectement à ce travail de thèse durant ces 3 ans et demi.

Je tiens à remercier tout particulièrement :

- Dr Pascal Ancey, qui a été mon co-directeur de thèse industriel (STMicroelectronics), pour m'avoir fait confiance le premier jour. Il m'a donné ma chance au sein de son équipe R&D avancée.
- Prof. Adrian Ionescu, qui a été mon directeur principal durant ces 3 années et demi de thèse passées à l'EPFL. Le Prof. Ionescu m'a beaucoup appris tout au long de ces années, comme la rigueur ou encore l'esprit scientifique. Ces critiques ont toujours été constructives, et ses encouragements m'ont renforcé dans mon idée de continuer dans le domaine de la recherche scientifique. Il m'a donné envie de continuer sur un PostDoc aux USA. Je lui en suis très reconnaissant.
- Prof. Herbert Shea de l'EPFL-LMTS et de l'Université de Neuchâtel, Prof. René-Yves Fillit de l'Ecole Nationale Supérieure des Mines de Saint-Etienne (France) ainsi que Dr Marc Aïd du CEA-LETI pour avoir accepté d'être membre du jury de ma thèse.
- Dr Dimitrios Tsamados, avec qui ce fut un réel plaisir de travailler. Il a été un collègue exemplaire, et je n'oublierais pas ses conseils précieux, les discussions scientifiques et ses contributions en simulation ANSYS, en modélisation et en mesures RF.
- Dr Didier Bouvet ; Merci pour tes nombreux conseils en salle blanche sur la CMP
- Christophe Billard et Christine Fuchs, pour m'avoir accueilli à plusieurs reprises au CEA-LETI LETI et leurs aides précieuses en RF.
- Giancarlo Corradini ; Merci pour le 'bonding'!
- Merci à Yves Emery et Frédéric Montfort de Lyncée Tec SA pour leurs aides précieuses sur le microscope à holographie digitale.
- Marcelo Pisani et Raphaël Fritsch, des collègues qui m'ont accueilli chaleureusement au sein du groupe MEMS dès le début et leurs conseils en fabrication ont été très bénéfiques pour moi.
- Dr Philippe Fluckiger et son staff du CMI (Centre de Micro et Nanotechnologie), pour m'avoir donné l'opportunité de travailler dans la salle blanche de l'EPFL.
- Vincent Pott : Merci pour ta joie de vivre, les nombreuses discussions et la seule sortie qu'on a faite ensemble mais elle a été mémorable !
- Diana Ciressan : Merci pour ton écoute, ton empathie et surtout c'était un réel plaisir de partager le bureau avec toi. Mille merci !
- Montsé, Kirsten et Santanu qui ont été des collègues bien cool ; Merci pour les entraînements de natation!
- Marie Halm, secrétaire de l'Ecole doctorale; Merci à toi pour tes conseils et les nombreuses discussions, cela m'a fait beaucoup de bien surtout au début de ma thèse. J'ai beaucoup apprécié ton soutien.
- Isabelle Buzzi, secrétaire du LEG ; Merci pour ta présence chaleureuse dans le labo !
- Joseph Guzzardi ; Malgré mes péripéties en rapport avec mes changements de bureau, tu as toujours été disponible, avec le sourire ! Au moins, j'aurais beaucoup appris sur l'informatique. Merci à toi !
- Mes collègues de STMicroelectronics restés à Grenoble : Merci à Karim, Grégory, Julie et Sandrine pour leurs soutiens lors de ma présence à ST les 6 premiers mois de ma thèse.

- Ma 'Dream Team' de Lausanne : Benoît, Samir, Faouzi, Yvan, Raphaël, Attilio, Sarra, Claudia, Pontus, Matteo, Jeroen, Marc et Déborah, Klaus, Philippe, Andrea...Merci à vous tous pour les bons moments passés ensemble !
- Mes amis de Grenoble : Sandrine, Benoît, Nathalie, Emilie, Emilien, Daniel ; Merci pour m'avoir rendu le séjour à Grenoble agréable !
- Mes colocataires Christelle Lafaille et Iva Pospisil ; 2 femmes à poignes au premier abord, mais elles sont remplies d'humanité, d'ouverture d'esprit, de douceur et surtout de joie de vivre, bref, tout ce que j'aime chez une femme ! Merci à vous 2 de m'avoir supporté et surtout grâce à vous, je fais le ménage sans broncher maintenant!
- Florence Schwendimann, pour avoir partagé quelques mois ensemble, nos voyages ont été magnifiques !
- Mes amis de longues dates, tous originaires de Lyon : Merci à toi Fabien, ton amitié de 10 ans est plus que sincère, elle est fraternelle. Merci à Rémi, Sebastien, Yohan, Julien et Sandra, Camille et Rachida, Serge, Hayet.
- Ma grande famille lyonnaise, mes parents mais une pensée particulière à ma sœur Gamra, pour son soutien et ses conseils pendant ces 3 ans et demi de thèse.

Alexandre Mehdaoui
 12 Chemin de Montetan
 1004 Lausanne, Switzerland
 Phone : +41 78 756 90 39
 Email : alexandre.mehdaoui@epfl.ch
 alexander22@caramail.com
 Date of birth : 22nd of April 1978
 Nationality : French

PROFESSIONAL EXPERIENCE

- 2002 - 2006** PhD research on MEMS Tunable Capacitors at Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL-Switzerland) : www.epfl.ch, collaborating with STMicroelectronics (Crolles, France): www.st.com and CEA-LETI (Grenoble, France): www-leti.cea.fr
Development of RF MEMS Tunable Capacitors for above-IC integration in order to provide Reconfigurable RF ICs.
 -Full process development in the clean room class 100
 -Achievements: Co-integration of highly-tunable MEMS capacitors with high quality inductors made with a low-temperature process (above-IC compatible) using polyimide as sacrificial layer, 4µm AlSi as metal layer for all MEMS devices and high-resistivity silicon substrates. 110% capacitance tuning range and quality factors up to 15 are demonstrated at 2GHz. Basic LC blocks are realized and characterized.
 Supervisors : Adrian Mihai Ionescu (adrian.ionescu@epfl.ch), Pascal Ancey (pascal.ancey@st.com)
- 2002** 6 month Internship at EM Microelectronic (Swatch Group), Marin (Switzerland) www.emmicroelectronic.com
Contribution to the development and the characterization of the technological process CMOS SOI 0.5 µm.
 -It consists of the characterization and development of SOI process step in an industrial fab.
 -Optimization of the recess channel, actives zones, photolithography steps.
 Supervisor: Olivier Potavin (opotavin@emmicroelectronic.com)
- 2001** 4 month Internship at the Laboratory of Optoelectronic and Microsystems (Ecole Centrale of Lyon, France) : www.ec-lyon.fr
Quantum box in InAs/InP system
- 2000** Restaurant waiter for six months (Liberty Island, New York, USA)

EDUCATION

- 2002 - 2006** PhD student on MEMS Tunable Capacitors at Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL-Switzerland) : <http://legwww.epfl.ch/leg2/>
- 2001 - 2002** Master Degree in material physics at University of Rennes 1 (France): www.univ-rennes1.fr
- 1999 – 2002** Engineering degree in Micro-optoelectronics at the National Institute of Applied Sciences (Rennes, France): www.insa-rennes.fr
- 1997 – 1999** Preparatory classes to the ‘Grandes Ecoles’ in Technology of Industrial Sciences (TSI) at E. Branly (Lyon, France)
- June 1997** Baccalaureat (exam) in physics (Laboratory Sciences and Technique) at the high school La Martinière (Lyon 01)

French:	Mother tongue
English:	Good working knowledge
German:	Basic school knowledge (5 years study)
Chinese:	Basic school knowledge (2 years study)

Publications

- F. Montfort, Y. Emery, F. Marquet, E. Cuhe, N. Aspert Eduardo Solanas, **A. Mehdaoui**, A.M. Ionescu, C. Depeursinge, “Process engineering and failure analysis of MEMS and MOEMS by Digital Holography Microscopy (DHM)”, SPIE Photonics West, San Jose, California, USA, January 20-25, 2007.
- **A. Mehdaoui**, M.B. Pisani, R. Fritschi, P. Ancey, and A.M. Ionescu, “Vertical co-integration of AlSi MEMS tunable capacitors and Cu inductors for tunable LC blocks”, 32nd International Conference on Micro- and Nano-Engineering (MNE '06), Barcelona, Spain, Sept. 17-20, 2006, pp. 813-814. *Extended version to be published in Microelectronic Engineering*
- **A. Mehdaoui**, D. Tsamados, F. Casset, A.M. Ionescu, and P. Ancey, “MEMS Tunable Capacitor with laterally driven fragmented electrodes and electro-thermal actuation”, 7th International Conference on RF MEMS and RF Microsystems (MEMSWAVE '06), Orvieto, Italy, June 27-30, 2006.
- **A. Mehdaoui**, M.B. Pisani, D. Tsamados, F. Casset, P. Ancey, and A.M. Ionescu, “MEMS tunable capacitors with fragmented electrodes and rotational electro-thermal drive”, Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP '06), Stresa, Italy, April 26-28, 2006. *Extended version to be published in Microsystem Technologies*
- **A. Mehdaoui**, R. Fritschi, M.B. Pisani, F. Casset, A.M. Ionescu, and P. Ancey, “Mixed AlSi-Copper technological process for quasi-vertical integration of RF MEMS passives”, 6th Workshop on MEMS for Millimeter Wave Communications (MEMSWAVE '05), Lausanne, Switzerland, June 23-24, 2005, pp. 105.
- **A. Mehdaoui**, F. Casset, G. Bouche, P. Ancey, and A.M. Ionescu, “MEMS tunable capacitors with fragmented electrodes and electro-thermal actuation”, 15th MicroMechanics European Workshop (MNE '04), Leuven, Belgium, Sept. 5-7, 2004.
- **A. Mehdaoui**, A. M. Ionescu, “MEMS Tunable Capacitor with fragmented electrodes and lateral electro-thermal actuator”, 7th National day of the PhD Network of Microelectronics, Marseille, France, May 4-6 2004.

Participation Projets Européens

- MIMOSA (IST-2002-507045 FP6): Microsystems Platform for Mobile Services and Applications. Partenaires : ST, Nokia, CEA-LETI, CSEM, VTT, LAAS, Fraunhofer
- AMICOM (IST-2003-507352 FP6): The European Network of Excellence on RF MEMS and RF Microsystems. Partenaires : IMEC, CEA-LETI, VTT, LAAS, Fraunhofer.